50.165

DEBRECZENI KÖNYVTÁR

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

10

XX. ÉVFOLYAM, 10. SZÁM, 293–324 OLDAL, BUDAPEST, 1969. OKTÓBER HÓ

1969. október, XX. évfolyam, 10. szám

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

TARTALOM

BRÁDA FERENC: Egyes jellemzők és ezek változásainak jelentősége a passzív alkatrészek megbizhatósági adatainak megállapításánál ... 293
PÁPAY ZSOLT: Digitális frekvenciamérés optimális üzemmódjának és paramétereinek meghatározása ... 297
† Csereklyei Pál ... 302
VOZÁK LÁSZLÓ: Ultrahangos késleltető művonal ... 303
RÉT ANDRÁSNÉ: A kiszolgálási idő eloszlásának hatása telefonközpontok vezérlő áramkörének méretezésére ... 308
MÜLLER ZOLTÁN: Piezoelektromos átalakító alkalmazása mechanikai sávszürőkben ... 313
Nemzetközi konferencia a számítógépes tervezésről, Southampton, 1969 ... 321
Tartalmi összefoglalások ... 322
Обобщения ... 322
Zusammenfassungen ... 323
Summaries ... 323
Résumés ... 324

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZŐLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZY GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCH ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: Budapest, V., Szabadság tér 5–6. III. em. 320. Telefon: 183-772 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: Budapest, V., Szabadság tér 17. Telefon: 113-027

Szerkesztő bizottság tagjai: ALMÁSSY GYÖRGY kandidátus, BARTA ISTVÁN akadémikus, BATTISTIG GYÖRGY, BÍRÓ FERENC, BUDAI LAJOS, CZEGLÉDY GYÖRGY, ERDÉLYI JÁNOS kandidátus, GERGELY ÖDÖN, GIBER JÁNOS kandidátus, KATONA JÁNOS, a műszaki tudományok doktora, KŐMŰVES FRIGYES kandidátus, LAJKÓ SÁNDOR, MAGÓ KÁLMÁN, MAKÓ ZOLTÁN, NÁDAS TIBOR, POGÁNY KÁROLY, VALKÓ I. PÉTER, a műszaki tudományok doktora, VÍG ISTVÁN

INDEX: 25.375

HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat Budapest, VII., Lenin körút 9–11. Telefon 221-285. Felelős kiadó: SALA SÁNDOR igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető a Posta Központi Hírlapirodánál (Budapest, V., József nádor tér 1. Telefon: 180-850) vagy bármely postahivatalnál. Előfizetési díj: félévre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. Csekkszámlaszám: egyéni 61,254, közületi 61,066 vagy átutalás MNB 8. sz. folyószámlájára. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA" P. O. B. 149 Budapest, 62.

69.3045 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató

HÍRADÁSTECHNIKA

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

BRÁDA FERENC
Híradástechnikai Ipari Kutató Intézet

Egyes jellemzők és ezek változásainak jelentősége a passzív alkatrészek megbízhatósági adatainak megállapításánál

ETO 621.3.019.3:621.316.36.019.3

Az a fejlődés, melyet az utóbbi évtizedekben a műszer- és híradástechnikai ipar megtett, nemcsak az alkatrészek választékának növekedésében, az alkatrészekkel szemben támasztott igényekben (nagyobb pontosság, kisebb méretek) nyilvánul meg, hanem az alkatrészekkel szemben támasztott megbízhatósági követelményekben is [1].

Természetesen a megbízhatóság kérdése ott került először előtérbe, ahol az üzemeltetés során keletkező meghibásodások kijavításának költsége lényegesnek bizonyult. Így pl. a szigetelő anyagok megbízhatóságával elsők között a kábelipar kezdett foglalkozni. Ez a munka folytatódott a kondenzátorok megbízhatósági kérdéseinek tisztázásával. Tehát a kábelipar e területre vonatkozó eredményei a kondenzátorok megbízhatósági vizsgálatainak is alapját képezték.

A lényeges különbség ezeknél a kutatásoknál elsősorban a vizsgált jellemzők különbözőségében jelentkezett, ugyanis míg először a szigetelési tulajdonságok vizsgálata állt előtérben, később az érdeklődés középpontjába került a dielektromos állandó és veszteségi tényező is. Így tehát bővült azon jellemzők sora, amely lehetővé tette egy-egy alkatrész specifikálását ahhoz, hogy meghatározott üzemmódban, mely jellemzőknek milyen határokon belül való tartása esetén biztosíthatók az üzemképesség vagy működőképesség feltételei.

A vizsgálati eredmények ismertetése és az eredmények összehasonlíthatósága magával hozta az egyes fogalmak konkrét meghatározását és szélesebb körű ismertetését. Így vált használatossá a kondenzátorok és ellenállások megbízhatóságának jelölésére pl. az élettartam, a műszaki üzemidő, a meghibásodási ráta stb. terminológia [2, 3].

Mivel a beépítésre kerülő alkatrészek nagyrészénél a működőképesség kritériuma néhány jellemzőre — az ún. alapjellemzőkre — megadott tűréstartományra korlátozható, így először ezek változásainak vizsgálata indult meg, mégpedig a legegyszerűbben definiálható, a gyakorlatban könnyen előállítható és a természetes üzemeltetést megközelítő körülmények között.

Ezek a tartós terhelések az alapjellemzők változásának közvetlen vizsgálatára szorítkoztak és bár a megbízhatósági adatok megállapításának legmegbízhatóbb és könnyen értelmezhető módját képezik, mégis számos olyan közismert hátránnyal is rendelkeznek, mint pl. hosszú vizsgálati idő vagy nagy vizsgálati darabszám, de talán a leglényegesebb, hogy az eredmények, az alkatrészek gyártása után, későn jelentkeznek. Ezt a vizsgálati módot ma már egyes szerzők „klasszikusként" említik az ún. gyorsított vizsgálatokkal szemben. Ez utóbbiak lényegét a vizsgálati körülményeknek és követelményeknek olyan fokozása adja, mint pl. a vizsgálat környezeti hőmérsékletének és az alkatrészek elektromos igénybevételének, ill. terhelésének növelése. Az így vizsgált alkatrészek megbízhatósága nemcsak rövidebb idő alatt értékelhető ki, hanem matematikai módszerek segítségével extrapolációk és becslések végezhetők előre meghatározott feltételek között üzemeltetett alkatrészek meghibásodási rátájának bizonyos hibahatárok között való meghatározására is.

Ezek a vizsgálatok tehát az alkatrészek megbízhatóságára olyan eredményeket szolgáltattak, melyeket a valószínűségszámítás és a matematikai statisztika módszereivel egy szám és a hozzátartozó konfidencia intervallum megadása jellemez.

A fokozott követelmények között végzett vizsgálatok eredményeinek kiértékelését is befolyásolták az ún. „túlélő" darabok hosszabb idő alatt való meghibásodása. Ennek kiküszöbölésére kerültek ismertetésre — főleg nyugati irodalmak alapján — stepp-stress vizsgálatok, amelyek alapján ugyancsak konkrét, számmal kifejezhető élettartam adatokhoz kívántak jutni. A vizsgálati adatok szerint azonban a módszer gyakorlatban alkalmazható értékelésre nem bizonyult megfelelőnek, így újabb vizsgálati eljárásként egyes speciális igénybevételek hatására

Beérkezett: 1968. XI. 25.

észlelhető alapjellemző változások is előtérbe kerültek. Ezek közül megemlíthető pl. rétegellenállásoknál az impulzus terhelés hatására észlelhető ellenállásváltozások vizsgálata.

A külföldi irodalmi adatokkal egyezésben meghatározásra kerültek olyan impulzusterhelések, melyek bizonyos jelalak esetén, adott jelszélesség és ismétlődési frekvencia mellett roncsolásmentesnek bizonyultak. Ilyen igénybevétel mellett néhány másodpercig tartó terhelés hatására azonban az azonos névleges ellenállású és terhelhetőségű tételek darabjainál észlelt ellenállásváltozások olyan különbségeket mutattak, amelyek alapján minőségbeli megkülönböztetést lehetett tenni az egyes vizsgálati tételek között. Sőt az impulzusterhelésnek kimutatható stabilizáló jellege is bizonyítható volt, s így a vizsgálat gyakorlati jelentősége tovább nőtt. Mivel azonban az impulzusterhelés hatására észlelt változásokhoz nem volt konkrét megbízhatósági adat rendelhető, ezért csak szelekciós és stabilizáló jellegű alkalmazásra tarthattak számot [4].

A rövid ideig tartó impulzus terheléses vizsgálatokkal kapcsolatban különös volt a vizsgálat közvetett jellege, ugyanis az információgyűjtés elsősorban nem arra irányult, hogy adatok álljanak rendelkezésre az ellenállások impulzus üzemmódban várható viselkedésére, hanem, hogy a terhelés hatására kapott eredményekből minősítő véleményt lehessen kialakítani.

Ilyen közvetett információgyűjtésre kínálkozott további lehetőség olyan, az alapjellemzők között nem szerepeltetett tényezők vizsgálatából, mint pl. a feszültségtényező és nonlinearitás

A feszültségtényező vizsgálati módszerei elég lassan alakultak ki, ugyanis a mérési eredmény a két különböző feszültségen mért ellenállás-különbség kiegyenlítésének időtartamától függött. Köztudomású, hogy pl. a nagyobb feszültségen történő ellenállásmérésnél a mérőáram hőhatása miatt lényeges felmelegedéssel kellett számolni. Vagyis az eredmény kiértékelésénél egy, a hőmérsékleti tényezőből adódó korrekciót kellett alkalmazni, amely azonban nagyságrenddel nagyobbnak adódhatott, mint az észlelni kívánt feszültségtényezőnek megfelelő változás. Egyik mérési módként ismeretes az, amikor a mérőfeszültséget jól definiált rövid időtartamra kapcsoljuk a vizsgálandó ellenállásra és a műszer leolvasását jó időállandójú kondenzátorral biztosítjuk (— modell RV 258 —) [5]

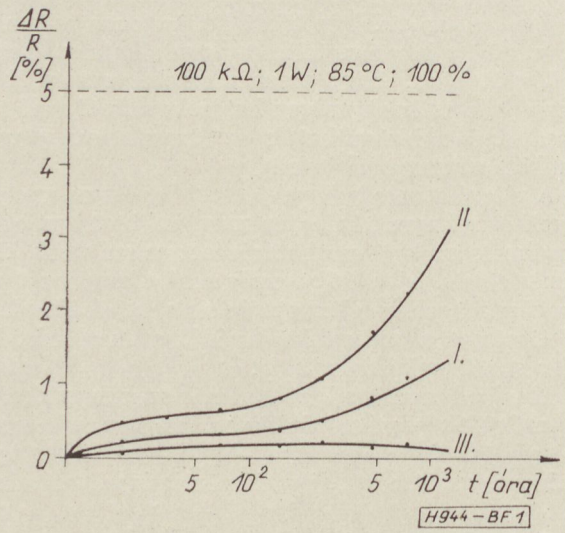
A feszültségtényező vizsgálat felfogható olyan impulzusterhelésnek is, amikor egyetlen feszültségimpulzus hatására észlelt változást kívánunk megfigyelni és ebből következtetést levonni. Vagyis feszültségfüggőségi tényező vizsgálatánál észlelt változásokból levont következtetések várhatóan egyezést mutatnak az impulzusterhelésnél adódóakkal.

Egyébként hasonló párhuzam vonható a nonlinearitás vizsgálattal is, mivel ebben az esetben is az ellenállásváltozást vizsgáljuk a feszültség függvényében, vagyis az észlelt változásoknak az Ohm-törvénytől való eltérését [6, 7].

Az alkalmazott vizsgálati módszer esetében jó közelítéssel szabályos szinuszjel alakú feszültséget adunk az ellenállásra és az ellenállásváltozásból adódó jeltorzulást vizsgáljuk. Elméleti megfontolások és tapasztalati adatok alapján az ellenállásnak a lineáris tulajdonságtól való eltérése a harmadik harmonikus amplitúdójának nagyságával fejezhető ki a legjobban. Így megbízhatóan működő stabil célműszeren a vizsgálatok egész egyszerű módon és igen kis időráfordítással elvégezhetők (Radiometer CLT 1).

Ez utóbbi vizsgálatok eredményeinek értékeléséhez nem rendelkezünk olyan módszerekkel, melyek alapján pl. a vizsgált tételre *P*-faktor lenne megadható. A vizsgálati adatok az alkatrészek megbízhatósága növelése szempontjából mégis jelentőséggel bírnak, ugyanis a vizsgálati módszerek előnyei közül megemlíthető, hogy rövid idő alatt több hibás darab ismerhető fel, a selejtesnek minősített darabok roncsolásmentesen állnak további vizsgálatra rendelkezésre, a meghibásodás okára könnyebben lehet következtetni, mivel a módszer ismert fizikai törvényszerűségen alapszik, a vizsgálat eredménye rövid idő alatt rendelkezésre áll, így könnyen és időben lehet biztosítani a visszahatást az alkatrész gyártásra és időben lehet információt nyújtani a felhasználáshoz. Az elmondottakkal kapcsolatosan a továbbiakban kristályosszén rétegellenállásokon végzett vizsgálatok eredményeiből szemléltetnek adatokat az alábbi ábrák.

A rétegellenállásoknál mint fontos jellemzőt először csak a stabilitást, tehát az ellenállás időbeni változását értékelték. Az ilyen szempontból végzett vizsgálatok jellemzésére 100 kΩ 1 W névleges terhelhetőségű ellenállásoknál 85 C° környezeti hőmérsékleten, névleges igénybevétel mellett észlelt változások láthatók az 1. ábrán, ahol I-gyel jelzett görbe az ellenállásváltozások átlagait, II-vel jelzett görbe a legnagyobb, III-mal jelzett görbe a legkisebb változást mutató darabok értékeit szemlélteti. A változások növekedésének fokozódó jellege, valamint az átlagváltozásoktól való eltérések növekedése a tendenciózus meghibásodásra jellemző. Az ábrán bejelölt 5% az előírt tűréshatárt jelzi. A tűréshatárból való kilépés szempontjából való vizsgálat — a kilépés időpontjának megjelölésével — ma már egyszerűen végezhető el az erre a célra készített automatikus

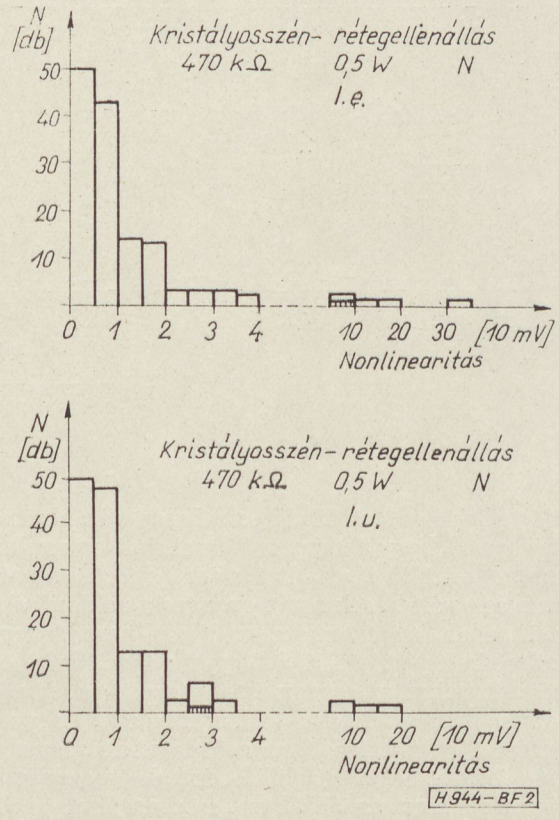


1. ábra

regisztráló berendezéseken. Ilyen berendezés intézetünkben is kidolgozásra és kivitelezésre került.

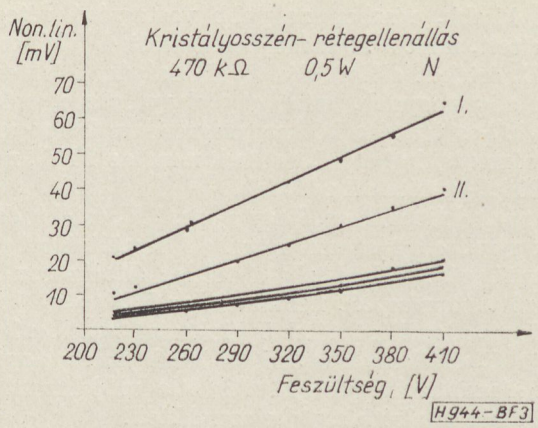
A további ábrák rétegellenállásokon végzett nonlinearitás mérések eredményeit mutatják, CLT-1 típusú műszerrel mért adatokkal. A nonlinearitás mértékét az ellenállás névleges terhelhetőségének megfelelő, a szinusz alakú terhelés hatására keletkező 3. harmonikus effektív feszültség értéke — a továbbiakban E_3 érték — jelzi.

A 2. ábrán kristályos szén rétegellenállások E_3 értékeinek előfordulási gyakorisága látható, mégpedig a felső ábrán az impulzusterhelés előtt, az alsón pedig az impulzusterhelés után mért adatok alapján. Az alsó és felső ábrák összehasonlításából kitűnik, hogy az impulzusterhelés előtt kapott adatok alapján 5 ellenállásnál kieső E_3 értéket észleltünk és az impulzusterhelés után már csak 4 db-nál adódott kieső E_3 érték. Vagyis egy ellenállásnál olyan hiba okozta a nagyobb nonlinearitást, amely az impulzusterhelés hatására bizonyos mértékig megszűnt. A változás mértéke az ábrák sraffozásos jelöléséből közvetlenül leolvasható.



2. ábra

Hasonló, az impulzusterhelés hatására észlelhető hibamegszűnést az ellenállásváltozások vizsgálata során is tapasztaltunk. Ugyanis, ha a hengerpalást alakú vezetőréteg ellenállásának beállítása spirálmenet beköszörülésével történik, akkor két egymás mellett levő szalag között az ún. kiköszörült részben visszamaradt vezetőszemcsék leégése miatt a két menet között az átvezetés megszűnik és akkor kb. 10%-os ellenállásnövekedést észlelünk. Ezzel egyidejűleg az E_3 értékének csökkenése is jelentkezik, mivel az áramvezetés irányában előzőleg sorbakötve

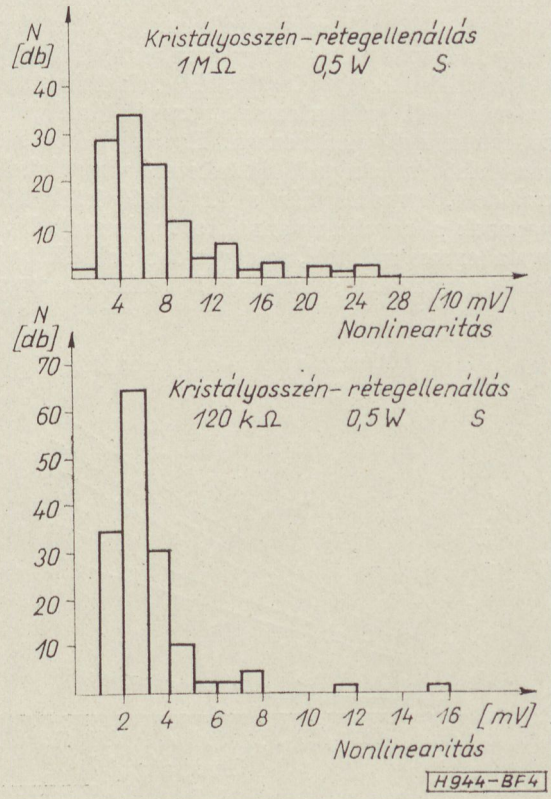


3. ábra

jelentkező olyan vezetési hely szűnt meg, ahol a sokkal kisebb keresztmetszet miatt az egész ellenállásrétegre jellemző átlag áramsűrűségnél lényegesen nagyobb áramsűrűség keletkezett.

A 3. ábrán az E_3 értékeknek a terhelő feszültségtől (E_1) való függése 215 V–410 V tartományban látható. Az I. és II. jelzésű görbék a 2. ábrán kieső E_3 értéket mutató darabok nonlinearitás változását szemléltetik, míg a jelzés nélkül hagyott görbék a tételre jellemző E_3 értékeket reprezentálják.

A 4. ábrán olyan kristályosszén rétegellenállások E_3 értékek előfordulási gyakorisága látható, melynek nonlinearitásából egységesebb tulajdonságú tételre lehet következtetni, mint az a 2. ábrán bemutatott 470 kΩ névleges ellenállású tételnél volt tapasztalható. E két utóbbi tételnél — annak ellenére, hogy az 1 MΩ és 120 kΩ névleges ellenállás rész-



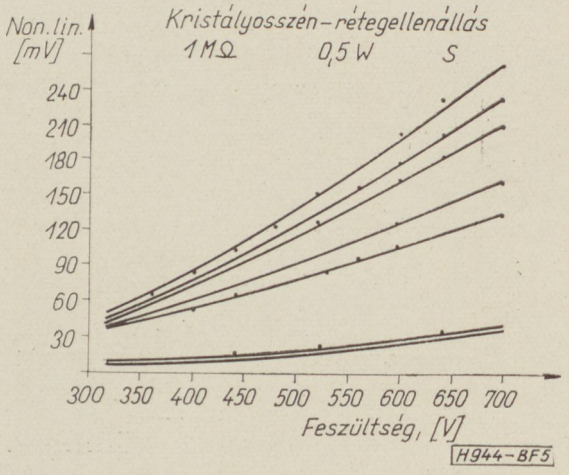
4. ábra

ben kisebb, részben nagyobb vastagságú réteggel készített, mint a 2. ábrán bemutatott 470 kΩ-os — az E_3 értékek előfordulási gyakoriságának tartománya alig nagyobb, mint egy nagyságrend, míg a 470 kΩ-os tételé a két nagyságrendnél is nagyobb. Kiesőnek tekinthető E_3 értékek mind az 1 MΩ, mind a 120 kΩ-os tételnél adódtak.

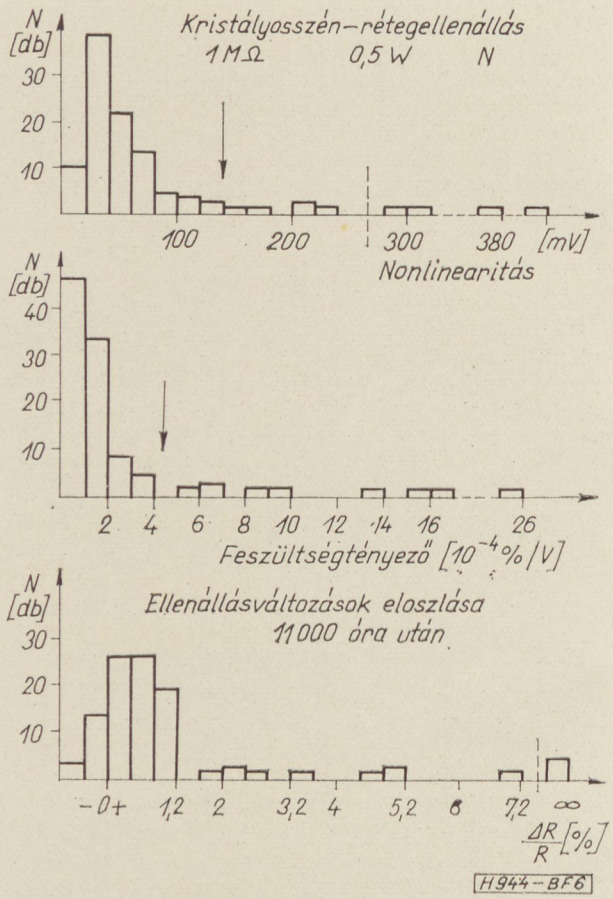
Annak jellemzésére, hogy a kieső E_3 értékű darabok nonlinearitásának a terhelő feszültségtől (E_1) való függése különbözik a tételre általánosan jellemző tartománytól, bemutatja az 5. ábra az 1 MΩ névleges ellenállású tétel 5 kiesőként kezelhető darabja E_3 értékeinek a 315 V – 700 V tartományban való feszültségfüggőségét. Az átlagra jellemző E_3 értékeket az alsó két görbe szemlélteti.

A 6. ábrán közölt adatokból a nonlinearitás, a feszültségtényező és a tartós terhelés hatására észlelt ellenállásváltozást lehet összehasonlítani A felső két ábrán az 1 MΩ névértékű ellenállástétel azonos darabjain mért E_3 és a feszültségtényező értékek előfordulási gyakorisága látható. A felső ábrán a nyíllal jelzett határérték azt az E_3 értéket jelöli, amelynél a nagyobb nonlinearitást mutató darabok feszültségtényezője a középső ábrán ugyancsak a nyíllal jelölt határértéknél nagyobb értéket adott. A vizsgálati adatok pontosabb összehasonlításából kitűnik, hogy a fenti megállapítás fordítva is igaz, ugyanis a középső ábrán nyíllal bejelölt határértéknél nagyobb feszültségtényezőjű darabok, a felső ábrán bejelölt határértéknél nagyobb E_3 értékkel rendelkeznek. Ez természetesen csak akkor állhat fenn, ha mindkét vizsgálatnál a határérték feletti darabok azonosak.

Ilyen esetben jogosan vetődik fel a kérdés, hogy a két vizsgálat nem helyettesítheti-e egymást? A vizsgálati eredmények részletesebb feldolgozása esetén kitűnik, hogy a tömeges gyártmányként előállított rétegellenállások viselkedésében az Ohm-törvényétől való eltérést nagyon sok, különböző okból előálló hiba okozhatja, és ezek kihatása az egyes tényezők változásainak vizsgálatánál különböző értékekkel jelentkeznek. Ez az eltérés a két ábrán (felső és középső) feltüntetett vizsgálatnál is igazolódott, ugyanis bár a két határérték fölött ugyanazok a darabok vannak a határértéktől számítva a legrosszabb felé, az egyes darabok a két vizsgálatnál nem azonos sorrendben következnek egymás után.



5. ábra



6. ábra

Még a felső és alsó ábrák összehasonlításához meg kell jegyezni, hogy a vizsgálati darabokat egy szállítmányból vettük ki, azonban a tartós terhelés hatására észlelt változások nem ugyanazokra a darabokra vonatkoznak, mint amelyekre a nonlinearitás vizsgálat eredményeit közöltük. Vagyis a két ábra különböző darabokon párhuzamosan végzett vizsgálatok eredményeit szemlélteti kihangsúlyozva, hogy a szaggatott vonaltól jobbra eső darabok száma (a tartós terhelésnél a meghibásodottak) megegyezik.

Természetesen az ábrákon összehasonlítási céllal bemutatott vizsgálati eredmények részletesebb értékelése és gyakorlati alkalmazhatósága folyamatban van. Mint ismeretes, az alkatrészek megbízhatóságának értékelésénél több jellemző vizsgálatából lehet következtetést levonni. Kétségkívül legkönnyebben kezelhető és értelmezhető adatokat az alapjellemzők változásából meghatározható P-faktorok szolgáltatják és a felhasználók részére a legszélesebb körű tájékoztatással a regressziós egyenletek alapján szerkesztett diagramok szolgálnak.

Ezek mellett az adatszolgáltatások mellett nem hanyagolhatók el azonban azok az információk, amelyek egyéb jellemzők vizsgálataiból állnak rendelkezésre.

Az alkatrészek megbízhatóságának biztosítása, ill. javítása szempontjából kellő fontosságot kell tulajdonítani azoknak a vizsgálati módszereknek is, amelyek bonyolultabb vizsgálóberendezést igényelnek, és melyek eredményeinek megismeréséhez gondosabb

elemzést kell végezni. Ezek a vizsgálatok ugyanis több és alapvetőbb információ megszerzésére nyújtanak lehetőséget, amelyek jól hasznosíthatók az alkatrészek megbízhatósági szintjének növeléséhez, ill. egy előírt megbízhatóság biztosításához.

IRODALOM

1. *H. S. Balaban:* A Selected Bibliography on Reliability. IRE Transactions on Reliability and Quality Control. July 1962. No 2. 86-104. old.
2. Technical Committe No 56 kiadványai
3. DIN 40 041
4. *Bráda Ferenc:* Ellenállások és kondenzátorok főbb jellemzőinek változása az élettartam vizsgálatoknál. Megbízhatóság az elektronikában szimpózium. Budapest 1964.
5. British Physical Laboratories: Resistance Voltage Coefficient Measuring Set.
6. *P. L. Kirby:* The Non-linearity of Fixed Resistors Electronic Engineering. Vol. 37. No. 453. November 1965. 722–726. old.
7. *Preben:* Zuverlässigkeitsuntersuchungen an Bauelementen durch Nichtlinearitätsmessungen. Radio Mentor El. No 3–4, 1967. 179–181 és 263–265. old.

PÁPAY ZSOLT
BME Vezetéknélküli Híradástechnika Tanszék

Digitális frekvenciamérés optimális üzemmódjának és paramétereinek meghatározása

ETO 621.317.361.033.722

A frekvencia analóg mennyiség és definíció szerint az időegységre eső periódusok száma, illetve a periódusidő reciprok értéke. Univerzális elektronikus számlálóval mindkét definíció alapján meghatározható a frekvencia digitális ekvivalense:

Közvetlen frekvenciamérés üzemmód — a számláló előre meghatározott t_K időtartam (kapuidő) alatt leszámolja az ismeretlen f frekvenciájú jel periódusainak számát.

Periódusidő-mérés üzemmód — a számláló hiteles f_K frekvenciájú időjel (kvantáló jel) azon periódusait számlálja, amelyek az f frekvenciájú jel n periódusának időtartamába esnek. A periódusidő pillanatnyi értéke ($n=1$) vagy átlagértéke ($n>1$) mérhető. A mért időtartamból számítani kell a frekvencia értékét.

Az üzemmódok jellemzőinek összefoglalása után a cikkben ismertetjük, hogy univerzális számláló *optimális* üzemmódja és paraméterei (t_K, illetve f_K és n) hogyan választhatók meg úgy, hogy a mérési követelmények: a pontosság ($\Delta f/f$), a mérési idő (t_m) stb. legjobban kielégíthetők legyenek, és melyek az alkalmazhatóság korlátai.

Az univerzális számláló üzemmódjainak jellemzői

Közvetlen frekvenciamérés

A kapuvezérlés (1. ábra) a leosztott referenciajel egy periódusidejéig (t_K) nyitja a jelkaput. A mérendő jel periódusideje $T=1/f$, így a számláló dekádokban összegzett szám:

$$N_f=\frac{t_K}{T}=ft_K. \qquad (1)$$

A kijelzés az f mérendő frekvencia t_K időre vonatkozó *átlagértéke*. A közvetlen kiolvasás érdekében a kapuidő az időegység. $f=N_f/t_K$ alapján, ha $1/t_K=f_i=10^{\pm c}$ ahol c egész szám, akkor a kijelzett számérték közvetlenül f-et adja, csak a tizedespont helye változik. A kapuidő változtatása tehát *dekadikus*, a manuális időalap kapcsolóval a tizedespont automatikusan jelezhető.

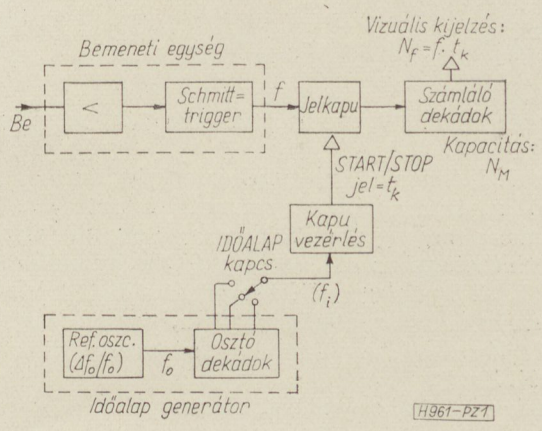
Zajmentes jel frekvenciájának mérésekor a pontosságot két tényező befolyásolja:

Az elvi korlátozás az időalap generátor f_0 névleges frekvenciájú oszcillátorának $h_0=\Delta f_0/f_0$ értékű stabilitása. A frekvenciaosztás során a relatív hiba változatlan, csak nagy pontossági igény esetén kell a frekvenciaosztó késleltetésének instabilitását figyelembe venni, illetve kiküszöbölni.

A kapuzás nem koherens a mérendő jellel, ez a hatás ± 1 számjegy változást okozhat a kijelzett szám legkisebb helyértékén. A számlálási (kvantálási) hiba relatív értéke:

$$h_K=\frac{1}{N_f}=\frac{1}{ft_K}. \qquad (2)$$

Nagysága a kijelzett szám értékétől függ.



1. ábra. A számláló tömbvázlata közvetlen frekvenciamérés üzemmódban

Beérkezett: 1969. III. 13.

A mérés *maximális* $\Delta f/f$ relatív hibája h_0 és h_K összege:

$$\frac{\Delta f}{f}=h_0+\frac{1}{ft_K}. \tag{3}$$

Szemléletes képet adnak az elérhető pontosságról a hibagörbék. A hibagörbe a (3) egyenlet grafikus ábrázolása a mérendő f függvényében t_K paraméterrel. A 2. ábra mutatja egy példán a hibagörbéket, $h_0=2\cdot10^{-7}$, $t_K=0{,}1\ldots100$ s.

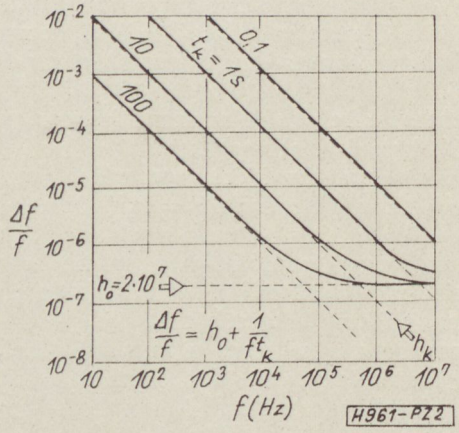
A kapuidő kiválasztását a megengedett t_m mérési idő ($t_K\leq t_m$), továbbá a számláló kapacitása korlátozza. Ha a kijelzett teljes digitek (számláló dekádok) száma d, a számláló kapacitása

$$N_M=10^d-1. \tag{4}$$

Gyakran a legnagyobb helyérték 0 vagy 1 lehet csak, ún. túlterhelés digit, ebben az esetben $N_M=2\cdot10^d-1$. Túlcsordulás nélküli méréshez az (1) egyenlet alapján

$$t_K<\frac{N_M}{f} \tag{5}$$

kapuidő választás szükséges.



2. ábra. A közvetlen frekvenciamérés hibagörbéi

Igen lényeges, hogy a *felbontás* (itt a kvantálási hiba abszolút értéke) a (2) egyenlet szerint:

$$\text{felbontás (Hz)}=\frac{1}{t_K(\text{s})}, \tag{6}$$

értékét tehát a kapuidő szabja meg és független a digitek számától.

Ismert frekvencia mérésekor sokszor csak a kisebb helyértékeket kell pontosan kijelezni, a túlcsordulás megengedhető. Durva vizsgálatnál viszont eltekinthetünk az utolsó jegyektől, a kapuidő csökkenthető. Így elegendő lehet néhány digit kijelzése, de széles frekvenciatartományban, pontos méréshez több lépés és nagy kapuidőtartomány szükséges (1. táblázat).

A közvetlenül számlálható legnagyobb frekvencia, f_{max} értékét a bemeneti egység, jelkapu és legkritikusabban az első számláló dekád szabja meg. Az alsó

1. táblázat

Példa 4 digit + túlcsordulás kijelzésre

f(Hz)	t_K(s)	kijelzés (d=4)	dimenzió
2163,5	0,1	[] 02,16	kHz
	10	▌163,5	Hz
3 145 902	0,001	[] 3145	kHz
	1	▌5902	Hz

méréshatárt, ha a bemeneti egység egyenáramú csatolású, a megengedett számlálási hiba korlátozza:

$$f_{min}>\frac{1}{t_{Kmax}\cdot h_K}. \tag{7}$$

A mérés pontosságát a zaj is befolyásolhatja. A nagyfrekvenciás zavar a Schmitt-trigger hiszterézis-feszültségének (érzékenységének) megfelelő beállításával kiküszöblhető (3. ábra), így egy jelátmenetnél nem lép fel kettős impulzus. A kisfrekvenciás zavar (amplitúdómoduláció) a számlálás megszűnését vagy a bemeneti egység túlvezérlését okozhatja. Zajos jelek mérésekor ezért célszerű oszcilloszkópot alkalmazni.

A 2. ábrából kitűnik, hogy kis frekvencián csak a kapuidő, és így a mérési idő növelésével érhető el nagyobb pontosság. Ezért itt célszerűbb periódusidőmérést végezni.

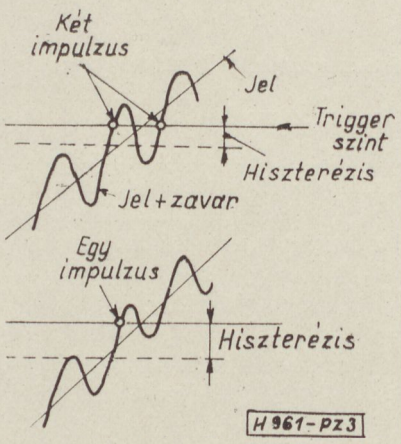
Periódusidő-mérés

A kapuvezérlés az n-nel osztott mérendő jel egy periódusidejéig nyitja a jelkaput (4. ábra). A mért időtartamnak megfelelő kijelzett szám:

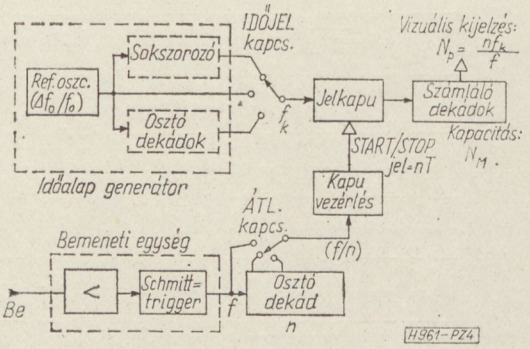
$$N_p=f_K(nT)=\frac{nf_K}{f}, \tag{8}$$

A kijelzés tehát időegységben történik, és N_p értékéből számítani kell az ismeretlen frekvencia értékét. Csak reciprok képzést kell végezni, s az üzemmód kis frekvenciák pontos mérési lehetőségét biztosítja.

Közvetlen kijelzéshez $T=N_p/nf_K$ alapján az szükséges, hogy $1/nf_K=10^{\pm c}$ legyen, ahol c egész szám. A paraméterek: az időjel frekvenciája (f_K) és az át-



3. ábra. A nagyfrekvenciás zavar hatásának kiküszöbölése



1. ábra. A számláló tömbvázlata periódusidő-mérés üzemmódban

lagolások száma (n) ezért dekadikusan változtathatók, természetesen egymástól függetlenül. $n>1$ esetén a tizedespont helye automatikusan jelezhető egyetlen periódus kiolvasásának megfelelően.

A periódusidő-mérés pontosságát három tényező befolyásolja:

Referenciastabilitás: h_0. A hiteles f_K frekvenciájú időjelet a referencia-oszcillátorból nyerjük dekadikus osztással vagy sokszorozással.

Számlálási hiba: h_K, amelynek relatív értéke

$$h_K = \frac{1}{N_p} = \frac{f}{nf_K}. \tag{9}$$

További döntő pontatlanság is fellép periódusidő-méréskor: a *triggerhiba* (h_t). Ez a hiba a bemeneti jelre szuperponált zaj, valamint a számláló bemeneti egység driftje és zaja következtében adódó START és STOP triggerpontok bizonytalansága miatt lép fel. A számításnál statisztikus analízist kell alkalmazni. Itt — terjedelmi okokból is — csak a maximális triggerhibát számítjuk (lineáris szuperpozíció elv), ez ad szemléletes és könnyen kezelhető eredményeket.

Legyen a bemeneti jel meredeksége S (V/s), a zaj amplitúdója (csúcsértéke) u_z és a komparálási szint driftje Δu_t (5. ábra). A zaj miatt

$$\Delta T_z = \frac{\Delta u_z}{AS} = \frac{u_z}{S} \tag{10}$$

időmoduláció lép fel, míg a bemeneti egység driftje és zaja következtében

$$\Delta T_d = \frac{\Delta u_t}{AS} = \frac{u_{z\,ekv}}{S} \tag{11}$$

nagyságú időhiba adódik. Az *ekvivalens bemeneti zajfeszültség* ($u_{z\,ekv}$) számlálóspecifikáció. Egy jelátmenetnél tehát a maximális időhiba értéke

$$\Delta T = \Delta T_z + \Delta T_d = \frac{u_z + u_{zekv}}{S}. \tag{12}$$

Az összefüggés általánosan érvényes számlálóval végzett időmérésekre.

A periódusidő-mérés üzemmódban a mért nT periódusidő a zaj véletlen ingadozása miatt maximálisan $2\cdot\Delta T$ értékkel különbözhet az aktuális értéktől, így a triggerhiba relatív értéke:

$$h_t = \frac{2\cdot\Delta T}{nT} = \frac{h_t^*}{n}, \tag{13}$$

ahol h_t^* egyetlen periódus ($n=1$) időtartamának mérésekor fellépő triggerhiba.

Az átlag periódusidő-mérés előnye láthatóan az, hogy egyetlen periódus mérésekor fellépő triggerhiba n-ed részére csökkenthető, ha a zaj nem elegendően nagy értékű ahhoz, hogy hibát okozzon az osztásban. A mérés középértékének kialakulása annál kevésbé jön létre, minél kisebb n értéke, hiszen a mért jel frekvenciájának (fázisának) statisztikus ingadozása kis n értékek esetén hatásosabb. Nagy n értékek választását korlátozza a mérendő jel stabilitása, azaz a jel aktuális periódusideje megváltozhat, ha túl hosszú a jelkapu nyitási ideje.

Periódusidő mérésekor a bemeneti jel leggyakrabban szinuszos. Mivel ennek meredeksége meghatározott, h_t^* értékére a gyakorlatban közvetlenül kezelhető összefüggést adhatunk meg. Az u_p amplitúdójú szinuszos jel meredeksége tetszőleges t_0 időpontban

$$S = \left.\frac{du}{dt}\right|_{t=t_0} = u_p\,\omega\cos\omega t_0.$$

Mivel

$u_t = Au_p \sin\omega t_0$ (5. ábra), ill. $\cos\alpha = \sqrt{1-\sin^2\alpha}$, a meredekség:

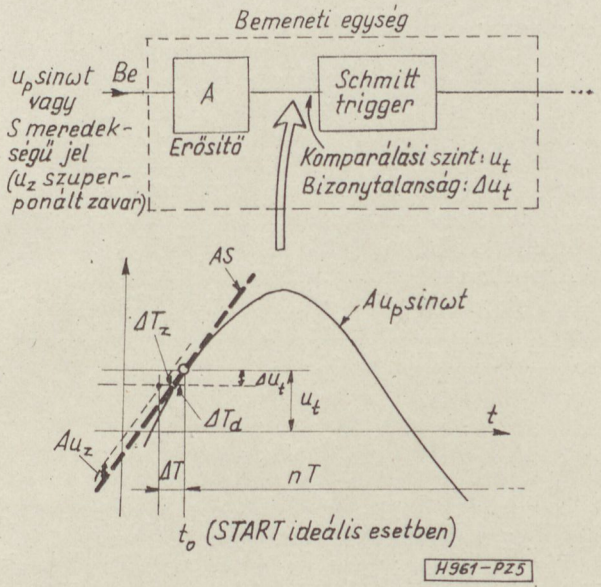
$$S = u_p\frac{2\pi}{T}\sqrt{1-\left(\frac{u_t/A}{u_p}\right)^2}. \tag{14}$$

A (13) és (12) egyenletek alapján így

$$h_t^* = \frac{2\cdot\Delta T}{T} = \left(\frac{1}{\pi\,(u_p/u_z)} + \frac{u_{z\,ekv}}{\pi\cdot u_p}\right)\cdot\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{u_t/A}{u_p}\right)^2}} =$$

$$= (h_{t\,zaj}^* + h_{t\,drift}^*)k_t, \tag{15}$$

ahol k_t a triggerszinttől függő korrekciós faktor. A minimális triggerhiba $u_t/A = u_{t\,ekv} = 0$, nullátmenetű komparálás esetén lép fel ($k_t=1$). A legtöbb számlálónál erre a beállításra a triggerszint ($u_{t\,ekv}$) PRESET állásában van lehetőség. Minden más esetben $k_t>1$ (2. táblázat).



5. ábra. A maximális trigger hiba számítása

2. táblázat

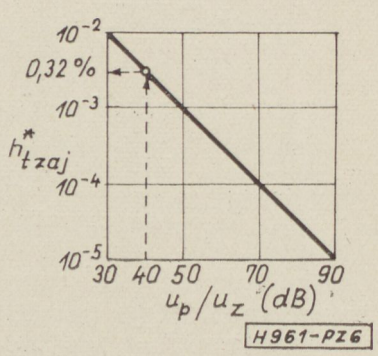
A trigger szinttől függő korrekciós tényező

$\frac{u_t/A}{u_p}=\frac{u_{t\,ekv}}{u_p}$	k_t
0	1
0,2	1,020
0,4	1,092
0,6	1,250
0,8	1,667
1	∞

A triggerhiba frekvenciától független. Nullkomparáláskor a szuperponált zajból adódó komponens értéke

$$h^*_{t\,zaj}=\frac{1}{\pi(u_p/u_z)}=\frac{0{,}32}{u_p/u_z}, \qquad (16)$$

a bemenő szinuszos jel u_p/u_z jel—zaj arányától függ (6. ábra). Sok esetben csak ezt az összetevőt adják meg. Ez az adat azonban bármely számlálóra igaz,



6. ábra. A zaj miatti trigger hiba függése a jel—zaj aránytól (nullkomparálás)

és nem egy adott számláló specifikációja. A jel—zaj arány ésszerű növelését a bemeneti egység belső zaja korlátozza, nullkomparálásnál

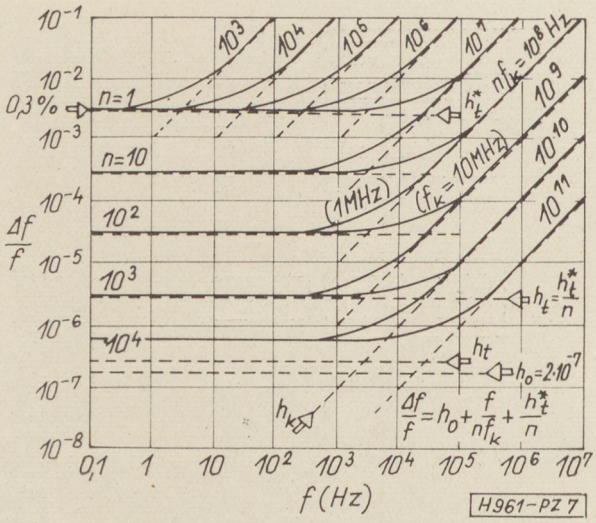
$$h^*_{t\,drift}=\frac{u_{z\,ekv}}{\pi\cdot u_p}=\frac{K_t}{u_{eff}}, \qquad (17)$$

értéke a bemenő szinuszos jel amplitúdójának növelésével csökkenthető. A számlálókra vagy $u_{z\,ekv}$ értékét (pl. 2,5 mV: Hewlett Packard 5352 A), vagy K_t értékét specifikálják (pl. 3 mV: EMG 1645).

A periódusidő-mérés *maximális* relatív hibáját h_0, h_K [(9) egyenlet] és h_t [(13) egyenlet] összege adja. Reciprok érték képzéskor a relatív hiba változatlan, így közvetlenül írható:

$$\frac{\Delta f}{f}=h_0+\frac{f}{nf_K}+\frac{h^*_t}{n}. \qquad (18)$$

A hibagörbék ábrázolása nf_K és n paraméterekkel célszerű. Egy példát szemléltet a 7. ábra: $h_0=2\cdot10^{-7}$, $h^*_t=0{,}3\%$, $n=1\ldots10^4$, az időjel frekvenciája $f_k=$ $=1$ kHz $\ldots$ 10 MHz $n=1$ esetén, míg $f_k=1\ldots$ 10 MHz $n>1$ esetén.



7. ábra. A periódusidő mérés hibagörbéi

Periódusidő ($n=1$) méréskor csak f_k a paraméter, a viszonyok könnyen áttekinthetők. Átlag periódusidő ($n>1$) méréskor az adott n-nek megfelelő trigger hibához tartó hibagörbe a választott f_K-tól függő nf_K paraméterű számlálási hiba egyenesen mozog. $n>1$ esetén a legtöbb számlálónál $f_{K\,max}$ állítható csak be, azaz f_K nem változtatható.

A periódusidő-mérés felbontása a (9) egyenlet alapján

$$\text{felbontás }(\mu s)=\frac{1}{nf_K\ (\text{MHz})} \qquad (19)$$

független a kijelzett digitek számától és n választásával is befolyásolható. Értéke tetszőlegesen nem csökkenthető, mert a túlcsordulás elkerülésére a (8) egyenletből adódóan

$$nf_K<N_M\cdot f \qquad (20)$$

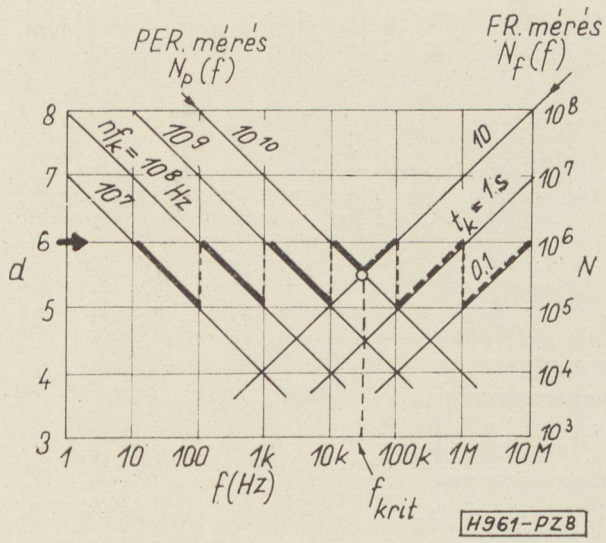
választás szükséges. Egyenáramú csatolású bemenetnél (azaz ha a bemeneti egység nem korlátoz), az egyenletből a mérhető f_{min} értéke is meghatározható adott paramétereknél. Az átlagolások számát korlátozza a megengedett mérési idő, hiszen

$$t_m=nT=\frac{n}{f}. \qquad (21)$$

A nagyobb pontosságú üzemmód és a paraméterek kiválasztása

Annak érdekében, hogy univerzális számlálóval egy periodikus jel frekvenciáját minél pontosabban meg tudjuk határozni, el kell tudnunk dönteni, hogy közvetlen frekvenciamérés vagy periódusidő-mérés üzemmódban mérjünk-e, és milyen t_K, illetve f_K és n paraméterekkel. A pontosság fokozását a megengedett t_m mérési idő és a számláló N_M kapacitása (túlcsordulás nélküli mérés feltétele) korlátozza.

Első közelítésként a periódusidő-mérés triggerhibáját elhanyagolva, egyszerűen megadható azon $f=f_{krit}$ értéke, amely frekvencia mérésekor a számláló két üzemmódja azonos pontosságot biztosít. Ez $N_f=N_p$, azaz egyenlő számlálási hibák esetén áll



8. ábra. A kijelzett szám frekvenciafüggése

fenn, hiszen a referencia stabilitása mindkét esetben azonos. Az (1) és (8) egyenletekből

$$f_{krit} = \sqrt{\frac{nf_K}{t_K}}.$$

Adott paraméterek, valamint $f < f_{krit}$ esetén a periódusidő-mérés, ha $f > f_{krit}$, akkor a közvetlen frekvenciamérés ad nagyobb pontosságot. A 8. ábra mutatja a kijelzett szám frekvenciafüggését, és $d = 6$ digitre szemlélteti a maximális szám kijelzéséhez szükséges üzemmód- és paraméterválasztást. Az ábra ahhoz nyújt segítséget, hogy megadjuk azt a digitszámot, amely adott paraméter esetén egy frekvencia túlcsordulás nélküli meghatározásához szükséges.

A gyakorlati méréseknél a periódusidő-mérés triggerhibáját figyelembe kell venni. Az optimális üzemmód és a paraméterek a számláló hibagörbéi alapján adhatók meg, ahol már figyelembe vesszük a korlátozó tényezők (t_m, N_M) hatását is. A számláló hibagörbéit a 2. és 7. ábra egyesítésével nyerhetjük, az ábrákon t_m és N_M hatását nem tüntettük fel.

A jobb áttekintés érdekében foglaljuk össze az eddigi eredményeket.

Közvetlen frekvenciamérés:

a) egy t_K-hoz tartozó hibagörbe f növekedésekor aszimptotikusan h_0-hoz tart [(3) egyenlet, 2. ábra],

b) a túlcsordulás elkerülésére egy t_K paraméter csak az $f < N_M/t_K$ frekvenciák mérésére használható [(5) egyenlet],

c) a mérési idő: $t_m = t_K$.

Periódusidő-mérés:

a) egy nf_K-hoz tartozó hibagörbe f csökkenésekor aszimptotikusan az n értékének megfelelő trigger hibához tart, amíg h_0 nem korlátoz [(18) egyenlet, 7. ábra],

b) túlcsordulás nélküli méréskor egy nf_K paraméter csak $f > nf_K/N_M$ frekvenciák mérésére használható [(20) egyenlet],

c) a mérési idő: $t_m = n/f$. Így n átlagolás csak $f > n/t_m$ frekvenciák mérésekor alkalmazható.

A számláló egyesített hibagörbéit egy példán a 9. ábra szemlélteti. Felvett adatok: $d = 8$, $h_0 = 2 \cdot 10^{-7}$, közvetlen frekvenciamérésnél $t_k = 0{,}01 \ldots 10$ s, periódusidő-mérésnél $h_t^* = 0{,}3\%$, $n = 1 \ldots 10^5$, az időjel frekvenciája $f_K = 0{,}01 \ldots 10$ MHz ($n = 1$) és $f_K = 10$ MHz ($n > 1$).

A számlálókapacitás korlátozó hatását feltüntetve (összefoglalás *b)* pontjai), az ábra áttekinthetően mutatja az adott számláló alkalmazhatóságát. $n > 1$ esetén a túlcsordulási határ f_K csökkentésével — ha erre lehetőség van — kitolható kisebb frekvenciákra.

A két üzemmód hibagörbéinek metszéspontja alatti frekvenciákon a periódusidő-mérés, felette a közvetlen frekvenciamérés biztosít nagyobb pontosságot. Egy frekvencia kívánt pontosságú méréséhez szükséges üzemmód és a paraméterek a hibagörbediagramról azonnal leolvashatók.

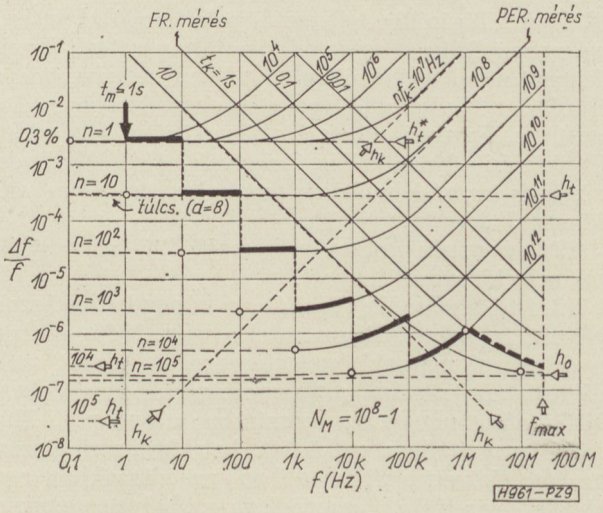
Igen egyszerűen lehet figyelembe venni a megengedett mérési idő korlátozást is (összefoglalás *c)* pontjai). A 9. ábrán vastag vonallal tüntettük fel példaként az adott számlálóval elérhető maximális mérési pontosságot, ha a megengedett mérési idő: $t_m \leq 1$ s. A 9. vagy a 8. ábrán látható, hogy az adott esetben $d = 7$ digites kijelzés is elegendő.

Jól szemlélhető, hogy a mérési idő csökkentése és a mérés pontosságának fokozása egymásnak ellentmondó követelmények.

A diagramokból a paraméterek tervezéséhez szükséges további információk is azonnal adódnak. Például a kapacitás korlátozó hatása $n > 1$ esetén szükségessé tehet változtatható f_K értéket, hogy túlcsordulás nélkül nagy pontosságot érhessünk el; n értékeit ésszerűen korlátozza h_0 értéke stb. Így megadható hogy univerzális vagy speciális alkalmazáshoz milyen üzemmód- és paramétertartomány szükséges, és ez milyen specifikációt jelent az alapegységekre.

Az előző tárgyalásból két, eddig kellően nem hangsúlyozott lényeges eredmény adódik:

1. Univerzális alkalmazásra modulrendszerű számláló kialakítása célszerű, ahol kifejezetten a felhasználó specifikálja vagy választhatja meg a digitek számát, a referencia stabilitását, az időalaptartományt, az átlagolások számát, hiszen a 9. és 8. ábrák



9. ábra. A számláló hibagörbéi digitális frekvenciaméréskor

alapján *előre megtervezhető* egy adott méréshez szükséges specifikáció.

2. A 9. ábrából láthatóan — a nagy triggerhiba ellenére — a periódusidő-mérés üzemmód egészen nagy frekvenciákig pontosabb és kisebb mérési időt igényel, mint a közvetlen frekvenciamérés. Hátránya, hogy utólagos számítás szükséges. Ez megszüntethető, ha a periódusidő-mérés pontosságát és sebességét közvetlenül frekvencia-kijelzéssel egyesítjük: a számláló periódusidőt mér, majd automatikusan kiszámítja a reciprok értéket, és frekvenciát jelez ki. Az ilyen „számító" számláló típusú digitális frekvenciamérők gyártását az integrált áramkörök növekvő elterjedése egyre gazdaságosabbá teszi.

IRODALOM

1. *Koppe, D.:* Counter inaccuracy when determining phase angle and frequency. Instrument Practice, 1964. ápr.
2. *David, C.—Rose, J.:* Development of a digital counting system. Instrument Practice, 1968. máj.
3. *West, J. L.:* Two-step process speeds low-frequency measurements. Electronics, 1968. máj. 27.
4. *Vermes L.:* Digitális számlálók mérési bizonytalanságai. Mérés és Automatika, 1968. 9. szám.

CSEREKLYEI PÁL

Ismét egy kiváló híradástechnikus hagyott itt bennünket. *Csereklyei Pál*, a Postai Tervező Iroda volt igazgatója, nyugdijas postaműszaki igazgató f. év július hó 24-én tragikus hirtelenséggel elhunyt.

1908 áprilisában született Szolnokon, postás családból. 1933-ban a budapesti Műegyetemen gépészmérnöki oklevelet szerzett, majd egyéves katonai szolgálat teljesítése után 1934-ben a Lipót Távbeszélő Központban mint órabéres mérnök nyert alkalmazást. Ugyanebben a minőségben teljesített szolgálatot a Budapesti Távbeszélő Igazgatóságnál, majd a Központi Távíróhivatalnál 1936. október elsején történt ideiglenes minőségű postasegédmérnökké történt kinevezéséig. 1939-ben, miután kinevezését véglegesítették, megbízták a Központi Távíróhivatal műszaki főosztályának vezetésével. 1941-ben a Bécs—Szegedi, valamint az új tiszántúli távkábelben létesítendő távíró hálózat építésével kapcsolatban annak fejlesztésével, a szerelés és az építés ellenőrzésével bízták meg. 1941. végén a Központi Távíróhivatal vezetőjének állandó helyettesévé nevezték ki, a műszaki főosztály vezetésétől való felmentésével egyidejüleg. 1942-ben áthelyezték a Távíró és Távbeszélő Igazgatósághoz. Megbízást kapott az Európai Posta és Távközlési Egyesület, Távközlési — Műszaki Bizottságának a távíró berendezések és távíró-készülékek munkabizottságában való közreműködésére.

1940. év végén postamérnök, majd 1943-ban postafőmérnöki kinevezést kapott.

1944-től a második világháború végéig katonai szolgálatot teljesített. Felszabadulás után 1946—47-ben a debreceni műszaki igazgatóságnál teljesített szolgálatot átviteltechnikai csoportvezető minőségben. 1947—48-ig ugyanezen beosztásban a budapesti Műszaki Igazgatóságon működött. Az akkori sűrű átszervezések következtében abban az időszakban egy ideig a Posta Kábel Üzemének vezető helyettese, majd az Átviteltechnikai Üzem vezetője, később vállalati főmérnöke lett. Innen rövid időre a Központi Távíróhivatalhoz került vissza, majd 1953-ban a POTI-nál mint tervező, majd csoportvezető, 1954-ben az átviteltechnikai osztály vezetője volt. 1955-ben műszaki főtanácsossá, 1960-ban pedig műszaki igazgatóvá nevezték ki. 1962-ben megbízást kapott a Postai Tervező Iroda igazgatói teendőinek ellátására. 1968. április 30-án saját kérésére nyugállományba vonult.

Kiváló szakember, az ország egyik legjobb átviteltechnikai szaktekintélye, különösen a távíró berendezések területén. Munkaköréből eredően azonban a mikrohullámú és vezetékes átviteltechnika terén is elsőrangú szaktekintélynek örvendett. Feladatainak ellátásában elmélyült, mindig a legjobb megoldást kereste. Hivatali munkája mellett a Beloiannisz Híradástechnikai Gyárban több éven át mint szakértő tevékenykedett és ott ettől az időtől több távíró és multiplex berendezést fejlesztettek ki közreműködésével.

A magyar műszeripar fejlesztése terén, hivatali munkáján kívül, mint műszaki ellenőr fejtett ki olyan tevékenységet, amely műszeriparunk fejlesztésében, a gyártmányok minőségének emelésében hathatósan nyilvánult meg.

Mindig a korszerű új műszaki módszerek bevezetésére törekedett, s ennek köszönhető, hogy a Magyar Postánál társaival újítás alapján létesült a 30—40-éves hangfrekvenciás kábeleken a távtáplált szélessávú erősítők alkalmazásával az első sokcsatornás üzem, s ennek köszönhető, hogy az 1960-as Római Olimpián a bécsi távkábelen létesített ezen megoldással közvetlenül lebonyólódhatott a Magyarországon végződő és átmenő helyszíni közvetítések sokasága.

Mint a POTI igazgatója 1964-ben munkásságának elismerése mellett Miniszertanácsi kiemelt fizetésben részesült.

Emlékét, a híradástechnikus és postás kollégáikkal együtt szeretettel őrizzük.

VOZÁK LÁSZLÓ
Magyar Rádió és Televízió Vállalat

Ultrahangos késleltető művonal

ETO: 621.377.22 : 621.397.132

Az európai színes televízió vevőkészülékek nélkülözhetetlen eleme az ultrahangos késleltető művonal. Segítségével a színjelek soridejű késleltetését végzik. A cikk foglalkozik a művonalak ismertetésével, a velük szemben támasztott követelményekkel, valamint a fontosabb paraméterek mérési módszerével.

Az európai színes televíziórendszerek működési elvéből következik, hogy vételnél a jelet soridővel (kb. 64 μs) késleltetni kell. Így a vevőkészülékben (dekóderben) minden időpillanatban egyszerre két jel — a futósor, valamint a késleltetés következtében az előző sor jele — áll rendelkezésre. Ezeket a jeleket a SECAM-rendszerben a teljes színinformáció helyreállítására, a PAL-rendszerben pedig az átvitel során fellépő fázistorzítások kompenzálására használják fel. Hagyományos eszközökkel (koncentrált paraméterekből felépített művonal vagy késleltetőkábel) a színjel ilyen nagy időtartamú késleltetést megoldani gyakorlatilag nem lehet. Figyelembe kellett venni azt is, hogy a késleltetőelem a vevőkészülékekhez szükséges, ezért bonyolultabb megoldások, mint pl. tárolócső vagy mágneses rögzítés felhasználása számításba sem jöhetnek.

Az ultrahangos késleltető a rendkívül egyszerű szerkezeti felépítésénél fogva erre a célra ideálisan megfelel. Két alapvető elemből épül fel: elektromechanikus átalakítóból és akusztikus tápvonalból. A késleltetni kívánt jellel a tápvonal egyik felén levő elektromechanikus átalakítót gerjesztjük, s az általa keltett ultrahangrezgések az akusztikus tápvonalban terjednek és rezgésbe hozzák a tápvonal másik felén található átalakítót, amelyről a késleltetett jelet nyerjük. A késleltetés mértéke az ultrahang által az akusztikus tápvonalon belül megtett út hosszától, valamint az akusztikus közeg hangvezető képességétől függ. Az ultrahangrezgések terjedési sebessége az akusztikus közegben viszonylag lassú, így kis méretek mellett aránylag nagy késleltetést lehet megvalósítani.

Elektromechanikus átalakítóként piezoelektromos anyagokat alkalmaznak, pl. X-metszetű kvarckristályt vagy újabban nagyobb effektivitása miatt a báriumtitanátot ($BaTiO_3$).

Az akusztikus tápvonal anyagát és felépítését tekintve a legkülönbözőbb lehet. Színes televíziós célokra tudomásunk szerint a következő anyagokkal próbálkoztak: monolit kristály, acél és üveg.

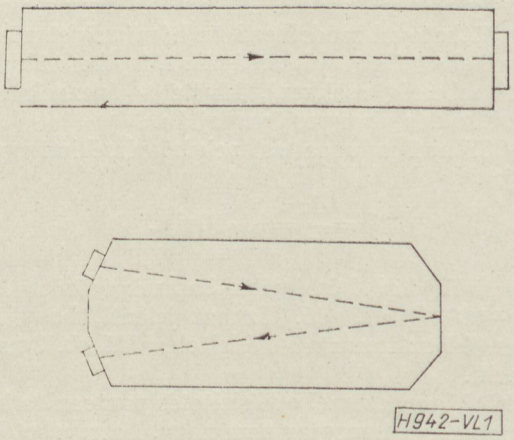
A monolit kristályból készült művonalak rendkívül biztató, jó tulajdonságokkal rendelkeznek (12 dB csillapítás, kb. 1 MHz-es sávszélesség és mindössze 8×5,2×2 cm méretek), azonban üzemi gyártástechnológiájuk nagyon nehéz. Az alkalmazott Bróm-Kálium műkristályt csak nagy selejtszázalékkal tudják előállítani és a hozzájuk csatlakozó piezoelektromos átalakítók is nagyon drágák. Vevőkészülékekben csak a Szovjetunióban alkalmazzák, előállításának költségét és részletesebb műszaki leírását nem ismerjük.

Acéltestű művonal gyártásával is több helyen foglalkoztak (Franciaország, Szovjetunió). Kezdetben rendkívül nagy reményeket fűztek hozzá, mivel előállítása rendkívül egyszerű és olcsó. A huzamosabb vizsgálatok azonban azt bizonyították, hogy művonalként csak grafitmentes acélokat lehet felhasználni (a vizsgált acélfajták pedig mind tartalmaztak nyomokban grafitot, így erre a célra alkalmatlanok). Ezért a kezdeti felbuzdulás hamar alábbhagyott, néhány kísérleti példányon kívül szélesebbkörű elterjedésükről nincs tudomásunk. A Szovjetunióban és Franciaországban készülő berendezésekben is üvegtestű, illetve monolitkristály művonalakat alkalmaznak.

A további kísérleteket rendkívüli mértékben hátráltatja az a tény, hogy egyes nyugati cégeknek (VALVO, Telefunken, Corning Glass International SA) sikerült az üveg művonalat nagy szériában gyártani és viszonylag alacsony piaci áron forgalomba hozni.

Az akusztikus tápvonalnak szánt üveg előállítása eléggé bonyolult feladat. A tápvonal jó tulajdonságainak fokozására (kis csillapítás, hőmérséklet változástól független késleltetés stb.) a szokásos üvegtől eltérő, bonyolultabb, több komponenst tartalmazó üveget állítanak elő A komponensek vegyi tisztaságát és keverési arányát is az egyszerű üveggyártáshoz képest nagy pontossággal kell biztosítani, illetve tartani. Ezen túlmenően a formába öntött üveget még speciális termotechnikai-folyamatnak kell alávetni. A művonalnak alkalmas üveg összetételét, valamint a gyártási folyamatot szabadalmak védik.

A televíziótechnika területén külső konstrukcióját tekintve kétféle művonal terjedt el: az egyenes és a reflexiós akusztikai terjedésű (1. ábra).



1. ábra. Egyenes és reflexiós terjedésű művonal

Beérkezett: 1969. I. 8-án.

Az egyenes akusztikai terjedésű művonal gyártástechnológiája egyszerűbb, káros szóródások és reflexiók kevésbé lépnek fel benne, mint a reflexiós terjedésűnél. Hátránya, hogy az elektromechanikai átalakítók felvitele után a késleltetés további befolyásolására már nincs mód. A reflexiós terjedésű művonalnál az elektromechanikai átalakítók az akusztikus tápvonal egyik végén egymás szomszédságában helyezkednek el, a tápvonal másik vége szabad marad, még utáncsiszolható és a késleltetési idő pontosabban beállítható.

A művonal paraméterei

Késleltetési idő

Az akusztikus tápvonalban terjedő hullám futásideje (τ) egyszerű képlettel kifejezhető:

$$\tau = \frac{l}{c},$$

ahol l — a tápvonalban terjedő hanghullám útjának hossza, c — a hanghullán terjedési sebessége. Ez utóbbi kizárólag a tápvonal anyagának tulajdonságaitól, elsősorban rugalmasságától függ. Egyazon anyagban bizonyos eltéréseket mutat a transzverzális és longitudinális hullámok terjedési sebessége, az előbbié mindig az utóbbinál kisebb. Az, hogy a tápvonalban melyik hullámok terjednek, kizárólag a gerjesztés feltételeitől, az elektromechanikai átalakítók polarizációs síkjától függ. Mivel a terjedési sebesség transzverzális hullámoknál kisebb, így egyazon késleltetés eléréséhez rövidebb tápvonalra van szükség, ezért általában ezt a gerjesztési módot alkalmazzák.

Különböző anyagokban a transzverzális hanghullámok terjedési sebessége normál hőmérsékleten a következő:

CSF acél	0,322 cm/μs
kvarc	0,376 cm/μs
üveg	0,25–0,36 cm/μs

A fenti adatok ismeretében könnyen kiszámítható, hogy megadott késleltetéshez milyen hosszúságú egyenes terjedésű akusztikus tápvonal szükséges. A reflexiós terjedésű művonal hossza ennek kb. a fele.

A hőmérséklet változásával sajnos az anyagok mechanikai tulajdonságai is változnak és ez maga után vonja a bennük terjedő hanghullámok terjedési sebességének változását. A legtöbb anyag pozitív hőegyütthatóval rendelkezik (a hőmérséklet növekedésével elvesztik rugalmasságukat, így bennük a terjedési sebesség csökken), kivételt képeznek egyes folyadékok és bizonyos üvegfajták.

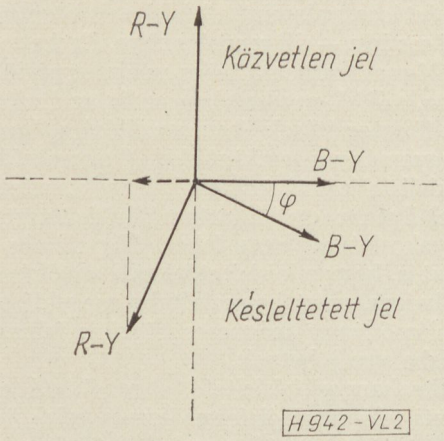
A CSF acél művonaltestének hőmérsékleti együtthatója

$$\alpha = \frac{\Delta\tau}{\tau} = 14 \cdot 10^{-5}/\mathrm{C}^\circ$$

és a működési hőmérséklethatárok között (+20 C° ÷ +60 C°) állandó. Ez azt jelenti, hogy 1 C° hőmérsékletváltozásra a késleltetési idő kb. 9 ns-mal változik.

SECAM rendszernél a késleltetés pontossága iránti követelmény viszonylag nem nagy. Észrevehető torzítások ugyanis nem lépnek fel addig, míg a szomszédos sorok fél színes képelemnyi pontossággal követik egymást. A színjelek sávszélessége mindössze 1,6 MHz, ebből következik, hogy a késleltetési eltérés kb. 0,32 μs (±0,17 μs) lehet. Ez a követelmény acél művonallal kielégíthető.

PAL-rendszernél azonban más a helyzet. Itt a művonalon végighaladó késleltetett és a közvetlenül érkező jelnek fázishelyesen kell találkoznia, mivel a művonalat követő összegező fokozatokban a színkülönbség-jelek vektorálisan adódnak össze. A színkülönbség-jeleket képviselő eredő oldalsávvektorok között a megkövetelt helyes értéktől való mindennemű fáziseltérés oda vezet, hogy a művonalat követő jelrendezőben (futási demodulátorban) a jelek tökéletes kölcsönös kompenzálása, illetve összegeződése, mint ez a 2. ábrából látható, nem lép fel.



2. ábra. Pontatlan késleltetés miatt fellépő keresztmodulációi

Ezen az ábrán a B–Y detektort tápláló jelrendezőt tüntettük fel φ fáziscsúszás esetén. Mint látható, ebben az esetben a B–Y detektorra R–Y összetevők is rákerülnek. Ez a kvadratikus torzítás a szinkrondetektorban már nem kompenzálható. Gyakorlati tapasztalatok bizonyítják, hogy 5%-os kvadraturikus keresztmoduláció már határozottan észrevehető, 10%-os pedig már bántóan zavaró lehet. Ezek az értékek kb. 6°–13° fáziscsúszásnak felelnek meg. A színsegédvivő frekvencián (4,43 MHz) ez 3,7–6,4 ns-ot jelent. Ilyen szigorú követelményt az acél művonal nem képes teljesíteni, ez is egyik fő oka annak, hogy gyártását, illetve a kísérletezést több helyen abbahagyták.

Szerencsére az üvegtestű művonalnál sikerült olyan komponenseket összeválogatni, amelyeknél az egyik pozitív, a másik pedig negatív hőegyütthatóval rendelkezik. Az ilyen művonalnál a késleltetési idő változása a hőmérséklet függvényében inflexiós ponttal rendelkezik. A hőmérséklet növekedésével egy ideig csökken, majd egy minimum után növekedni kezd a késleltetési idő. Az összetevőket úgy tudják összeválogatni, hogy az inflexiós pont a működési hőmérséklethatárok közé essen. A Corning-cég például elérte, hogy az inflexiós pont +25 C° körül van és a késleltetési időingadozás −30 C°–+80 C° hőmérséklethatárok között nem haladja meg a 6,5 ns-ot.

A PAL rendszerrel kapcsolatban említést kell tenni még a teljes késleltetési időről. Mint ismeretes, a

kompatibilitás érdekében ennél a rendszernél negyedsoros offsetet alkalmaznak; pontosabban a sorfrekvencia és a színsegédvivők között a következő összefüggés áll fenn:

$$f_c=\left(n-\frac{1}{4}\right)f_z+\frac{f_v}{2},$$

ahol f_c a színsegédvivő frekvencia, f_z a sorfrekvencia és f_v a képváltás frekvencia.

A PAL rendszerben $n=284$-et választottak, így jött ki a fenti képlet alapján f_z és f_v helyére a 625 soros rendszer paramétereit behelyettesítve az $f_c=$ $=4433618{,}75$ Hz frekvencia.

Ez azonban azt jelenti, hogy 64 μs (egy soridő) alatt a színsegédvivő 283 és 3/4 rezgést végez $\left(\frac{f_v}{2}\right)$ nagyságrendileg oly kicsi, hogy a számításnál elhanyagolható). Így 64 μs-os késleltetés esetén a művonal elején és végén levő jel 270°-os fáziscsúszással találkozna. Nyilvánvaló, hogy ez a fázishelyes összegezést a jelrendezőben (futásidő demodulátorban) nem teszi lehetővé. Ezért a késleltetési időt 90° színsegédvivő fáziseltolásnak megfelelő (1/4 periódusidő) idővel nagyobbra, illetve kisebbre kell venni. A gyakorlatban ez utóbbi terjedt el, így a szükséges késleltetési idő 63,943 μs-ra módosul.

Egyenes terjedésű művonalakat ilyen nagy gyártási pontossággal készíteni nem lehet. Ezeket ezért rövidebb (kb. 63,8 μs), késleltetési időre készítik és az alkalmazott kapcsolásban kiegészítik koncentrált paraméterekből összeállított kiegészítő késleltető művonallal. Újabban egyre inkább a reflexiós terjedésű művonalakat alkalmazzák, mivel ezeket elkészítés után a kellő pontosságra belehet csiszolni.

Sávszélesség, csillapítás

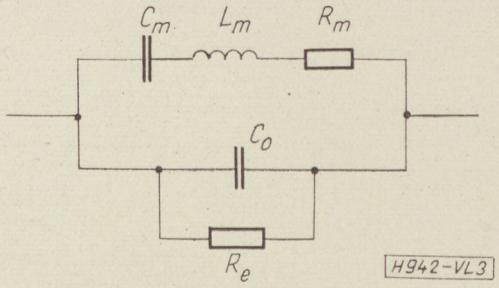
Az elektromos rezgések átalakítása mechanikai rezgésekké és visszaalakítása piezoelektromos anyagok felhasználásával történik. Kezdetben kvarckristályokat használtak erre a célra. Attól függően, hogy a kvarckristályt X vagy Y tengely mentén vágták el, longitudinális, illetve transzverzális rezgéseket tudtak gerjeszteni. Újabban a természetes kristálynál 50–80-szor nagyobb effektivitású mesterséges anyagokat, kerámia lapocskákat használnak fel, amelyeket termoelektromos folyamat révén polarizálnak. Ezeket a lapokat kellő vastagságra és méretre csiszolás után általában forrasztással rögzítik az akusztikus tápvonalhoz.

Az elektromechanikai átalakító egy rezonanciára hangolt mechanikai rezgőrendszer, így a legnagyobb effektivitással akkor működik, ha saját frekvenciájával gerjesztik. Ezt a feltételt a színsegédvivő frekvencián 0,2 mm körüli vastagságú lapokkal lehet kielégíteni. Az ismert művonalak 1,8–2,0 MHz sávszélességet biztosítanak (3 dB pontok), ami a színinformáció átvitelére elegendő. Nagyobb sávszélesség eléréséhez az átalakítót felharmonikusain kell gerjeszteni, de ekkor effektivitása erősen lecsökken és így a késleltető művonal csillapítása ugrásszerűen megnő.

Az akusztikai közegben terjedő hanghullámok energiája az anyag ellenállása, nem ideális rugalmassága stb. következtében egyre csökken. A tápvonal csillapítása egyenesen arányos a hosszával és a hanghullámok frekvenciájával. A késleltető művonal teljescsillapítása, mint látható, két összetevőből, az akusztikai művonal és az átalakító csillapításából áll. Mindkét csillapítás még a hőmérséklettől is függ, de a működési hőmérséklethatárokon belül ez elhanyagolhatóan csekély változást okoz. Rezonancia frekvencián a művonal teljes csillapítása típustól függően kb. 20 dB (acél) és 10 dB (üveg) értékek között változik.

Bemenő impedancia

Az elektromechanikai átalakító elektromos helyettesítő kapcsolási vázlatát a 3. ábrán tüntettük fel. A mechanikai rezonancia az *Lm* és *Cm* tagok révén lép fel. Az átalakítók bemenő kapacitása felületük nagyságától, a frekvenciától és az alkalmazott anyagtól függ. Színsegédvivő frekvencián és kb. 0,7 cm^2 felület esetén kb. 1000 pF érték adódik. Ebben az esetben a bemenő impedancia aktív összetevője



3. ábra. Elektromechanikus átalakító elektromos helyettesítő kapcsolása

50–80 Ω között található. A bemenő impedancia a hőmérséklet hatására is változik, de ez a változás a működési hőmérséklethatárok között elhanyagolható.

A bemenő impedancia növelése a művonal áramköri illesztését megkönnyíti. Ennek érdekében egyes művonaltípusoknál (VALVO) a be- és kimeneti oldalon egyaránt két-két sorbakapcsolt átalakítót alkalmaznak, ennek következtében a bemenő impedancia aktív összetevője 100–150 Ω-ra növekszik.

Káros reflexiók

Az egyenes terjedésű művonalban a táplálási oldalon a késleltetési idő páros számú többszöröseivel léphetnek fel reflexiók. A kimenő oldalon viszont csak páratlanszámú késleltetési idővel rendelkező reflexiók állhatnak elő. Reflexiós terjedésűnél mindkét oldalon páros és páratlan számú terjedési idővel egyaránt felléphetnek reflexiók.

Mindkét művonalnál a háromszoros terjedésű reflexiók okozzák a legnagyobb zavart a kimeneten. Ezek értéke a lezáró-ellenállással csak kis mértékben befolyásolható. A bemenő oldali reflexiókat a tápláló generátor belső ellenállásának (kimenő ellenállásának) helyes megválasztásával hatástalanítani lehet.

A káros háromszoros terjedésű reflexiók hatása PAL-rendszernél kritikusabb, mivel a zavaró jel a hasznosat nem csak amplitúdóban, hanem — a késleltetés nem tökéletes pontossága miatt —, fázisban is befolyásolja. A zavaró reflektált jel legkedvezőtlenebb fázishelyzetét feltételezve, valamint 8° fázis-

1. táblázat

Ismertebb művonalak fontosabb paraméterei

	VALVO DL1	VALVO DL1a	CSF acél	Corning
Működési frekvencia	4,43 MHz	4,43 MHz	4,4 MHz	4,43 MHz
Késleltetési idő, τ	63,943 μs	63.943 μs	63,8 μs	63,8 μs
Max. bemenőjel	10 V	25 V	—	—
Sávszélesség (3 dB)	1,8 MHz	1,8 MHz	1,8 MHz	2,0 MHz
Bemenő ellenállás (aktív)	100 Ω	150 Ω	80 Ω	50–75 Ω
Csillapítás	13±3 dB	10±3 dB	19–22 dB	20 dB
Káros reflexió (3 τ)	22 dB	22 dB	30 dB	26 dB
Késleltetési idő 50 C°-nál (25 C°-hoz viszonyítva)	5 ns	5 ns	9 ns/C°	3 ns
Max. hőmérséklet	70 C°	70 C°	—	—
Gyártási pontosság	±3 ns	±3 ns	—	±0,1 μs

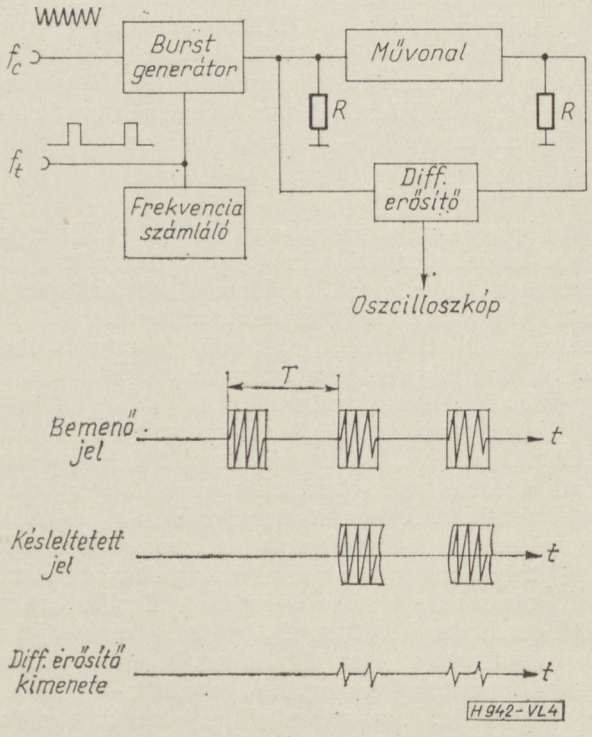
eltolást megengedve (ez a képernyőn már határozottan észrevehető) a zavaró jel amplitúdója a hasznos jelhez viszonyítva −17 dB lehet.

Végezetül az 1. táblázatban néhány ismertebb művonaltípus paramétereit tüntettük fel.

A művonal paramétereinek mérése

A késleltetési idő mérése

A késleltetés mérésének egyik lehetséges változata a következő: a művonalra keskeny, 1–2 μs szélességű, megfelelő amplitúdójú négyszögimpulzusokat kapcsolunk. Az impulzusok követési frekvenciáját változtathatóvá tesszük, s egyben digitális frekvenciamérővel mérjük. A művonal elejéről és a végéről a jelet egy kétsugaras oszcilloszkóp két bemenetére



4. ábra. Késleltetési idő mérése modulált színsegédvivővel

kapcsoljuk. A bemenő és a késleltetett impulzusok követési frekvenciájának szabályozásával a be- és kimenő jeleket fedésbe hozzuk. A frekvenciaszámlálóról leolvasott érték reciproka lesz a művonal késleltetési ideje.

Sajnos, a művonal az elektromechanikai átalakítók miatt viszonylag keskenysávú rendszer, a késleltetett jel emiatt erősen eltorzul, így nehéz a fedésbehozást pontosan megállapítani. A mérés pontossága így nem nagy, kb. 30 ns-ot lehet elérni.

Valamivel jobb eredményre jutunk akkor, ha nem keskeny négyszögimpulzusokat, hanem kb. 4–6 μs szélességű, 4 MHz körüli frekvenciájú szinuszos jelsorozatot (burst jel) használunk. A folyamatos rezgésből 4–6 μs szélességű, kb. sorfrekvenciás (sorfrekvencia értéke körül változtatható) négyszögimpulzusokkal kapuzzuk ki a szinuszos jelkötegeket (4. ábra). A művonal elejéről és végéről a jeleket differenciálerősítőre visszük, majd egyforma jelnívó beállítása után a kapuzó impulzusok frekvenciáját változtatva a differenciál-erősítő kimenetén jelminimumot állítunk be. A két jel (ki- és bemenet) helytelen fázistalálkozása esetén a 4 MHz-es szinuszos jelet is gyengén elhangoljuk. Jelminimumnál a kapuzójelek frekvenciaértékének reciproka adja a késleltetési időt. Ezt, akárcsak az előbbi módszernél, digitális frekvenciamérővel mérjük.

A művonal végén a jelek kevésbé torzultak, mint négyszögimpulzusok esetén, teljes kompenzálás azonban az impulzusok fel- és lefutó éleinek óhatatlan tranziensei miatt így sem tudunk elérni. Kényelmetlenné teszi a mérést az is, hogy a helyes beállítás eléréséhez három szabályzó szervet kell kezelni a mérés folyamán.

A következő mérési módszernél feltételezzük, hogy a művonal lineáris fáziskarakterisztikával rendelkezik: $\varphi = a\omega + C$, azaz $\frac{d\varphi}{d\omega} = a = \text{const.}$

A fenti feltételt a színsegédvivő környékén minden bizonnyal teljesíti a művonal, ugyanis ellenkező esetben a késleltetett jelek formája torzulna, amit viszont a működési tartományban nem észlelünk.

A késleltetési idő τ alatt az f_1 frekvencia φ_1 fázisszöget fut be. Ha a frekvenciát nagyon kis mértékben

megváltoztatjuk, akkor a művonal végén (azonos fázisbelépést feltételezve) $\Delta\varphi$ fáziscsúszást észlelünk. Vagyis:

$$\tau 2\pi f_1 = \varphi_1$$
$$\tau 2\pi f_2 = \varphi_1 + \Delta\varphi$$

A két egyenlet kivonásából következik:

$$\tau = \frac{\Delta\varphi}{2\pi(f_2 - f_1)}.$$

A fenti képlet alapján a késleltetési idő maghatározható, ha a művonal kimenőjelének fázisát kis frekvenciaeltolás mellett mérni tudjuk. Közönséges műszerekkel a színsegédvivő frekvencián megfelelő pontossággal fázisszöget mérni nem tudunk. Egyszerű mérési elrendezéssel azonban, ha tetszőleges fázisszöget nem is, de meghatározott fázishelyzeteket nagy pontossággal lehet indikálni. A mérési vázlatot az 5. ábrán tüntettük fel.

A folyamatos színsegédvivő frekvencia körüli jelet a művonal elejéről és végéről egyenlő amplitúdóval összegező fokozatra kapcsoljuk. A frekvencia kismértékű változtatásával a ki- és bemenőjel közötti fázishelyzet változik, az összegező kimenetén a jelváltozás a bemeneti jel nulla és kétszeres amplitúdóértéke között fog változni. Két szomszédos nullpont között pontosan 360° fáziseltolódás áll fenn. A nullpontok közötti frekvenciakülönbséget a művonal elején digitális számláló Hz pontossággal méri, ha a szignálgenerátor és számláló rövid idejű stabilitása ezt lehetővé teszi. Ez nem szigorú feltétel, huzamosabb bemelegedés után a mérőműszerek stabilizálódnak. A mérés pontossága a nullhelyzet leolvasásának pontosságától függ. Ezt mérhetjük csővoltmérővel vagy megfelelő érzékenységű (kb. 50 mV/cm) oszcilloszkóppal. Nagyobb pontosság elérése érdekében nem egy, hanem 5—10 nullhelyzetet indikálunk a színsegédvivő környékén. A késleltetési idő képlete ebben az esetben a következőképpen alakul:

$$\tau = \frac{2\pi n}{2\pi(f_2 - f_1)} = \frac{n}{f_2 - f_1},$$

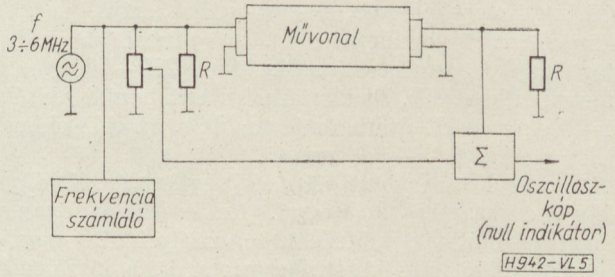
ahol n a nullhelyzetek száma, f_1 és f_2 a szélső nullhelyzetekhez tartozó frekvenciaértékek.

A késleltetési idő mérésére ez a fázismeghatározási módszer látszik a legalkalmasabbnak. Egyrészt ezzel lehet elérni a legpontosabb mérést, másrészt sok mérés esetén (célműszernél, ahol a művonalak sokaságát kell mérni), könnyen elkészíthető a frekvenciaváltoztató gomb átkalibrálása közvetlen késleltetési időskála beosztásra is.

E méréssel kapcsolatban fel kell hívnunk a figyelmet arra is, hogy a fázisösszehasonlítást a művonal be- és kimenő feszültségei, illetve áramai között kell mérni, így ügyelni kell az 5. ábrán közölt mérési elrendezés összeállításánál a meghajtó generátor helyes illesztésére.

Káros reflexiók mérését keskeny négyszögimpulzusokkal modulált színsegédvivő jellel (burst jelek) végezhetjük úgy, hogy a négyszögimpulzusok frekvenciáját a sorfrekvenciától kis értékkel eltérőnek választjuk. Ezáltal helyes illesztések mellett a művonal végén a hasznos és reflektált zavaró jeleket egymás mellett tudjuk megfigyelni és mérni. A mérési elrendezés a 4. ábrán közölttel azonos lehet.

A művonal egyéb paramétereinek mérése (csillapítás, sávszélesség), a híradástechnikában általánosan alkalmazott mérési módszerek és műszerek segítségével végezhető.



5. ábra. Késleltetési idő mérése fázisösszehasonlítás alapján

IRODALOM

1. *W. Bruch:* Prinzip und Wirkungsweise von Ultraschallverzögerungsleitungen für das PAL und SECAM Farbfernsehverfahren. Telefunken-Zeitung Jg. 38. 1965 Heft 1.
2. *A. Köhler, R. Schiffer:* Die für den PAL-Decoder an die Verzögerungsleitung gestellten elektrischen Bedingungen. Telefunken-Zeitung ,Jg. 40. 1967 Heft 3.
3. *A. Köhler, W. Rieger:* Verfahren zur Laufzeitmessung an Verzögerungsleitungen bei PAL. Internationale Elektronische Rundschau 1966. Nr. 6.
4. *E. Roske:* Keramische Wandler für Verzögerungsleitungen. Internationale Elektronische Rundschau, 1967. Nr. 8.
5. *F. Th. Backers:* Einige Betrachtungen über die PAL-Verzögerungsleitung. NTZ 1967. Heft 8.
6. *H. Wendt:* Temperaturstabilität von Ultraschallverzögerungsleitungen. Radiomentor 1966. 10.
7. Corning International SA Prospektus
8. CSF Steel Delay Line for Colour Television (Gyári ismertető)
9. *И. В. Захаров:* Способы задержки телевизионного сигнала с использованием ультразвука. Техника Кино и Телевидения 1962. № 5.

RÉT ANDRÁSNÉ
Beloiannisz Híradástechnikai Gyár

A kiszolgálási idő eloszlásának hatása telefonközpontok vezérlő áramkörének méretezésére

ETO 654.1.027:621.395.122

A közös vezérlésű telefonközpontok vezérlő áramköre általában több, különböző műveletsort végez. A különböző fajta kapcsolásokhoz a vezérlő áramkörnek, mint kiszolgáló szervnek különböző időtartamokra van szüksége. A vezérlő áramkör feladatainak száma, valamint az elvégzésükhöz szükséges időtartamok telefonközpont-típusonként eltérőek.

A BHG CA 1002 típusú alközpontjában például a vezérlő áramkörnek 15-féle kapcsolási feladata van (pl. regiszterkapcsolás, házi vonalválasztás, kezelő kapcsolása fővonalhoz stb.). A vezérlő áramkör tartásideje ezeknél a kapcsolásoknál a 200—600 ms-os tartományba esik. Ezenkívül időzített bontás esetén 1—3 s a vezérlő áramkör tartásideje, az előzőekben leírt tartásidők 5—10-szerese.

A vezérlő áramkört állandó (egyféle) tartásidőre lehet egyszerűen méretezni. Ez esetben ugyanis diagramok állnak rendelkezésre, amelyekből kényelmesen leolvasható, adott forgalomnál, a kiszolgáló szervre való várakozás átlagos ideje, illetve a várakozási idő eloszlásfüggvénye. A méretezés alapjául szolgáló „állandó" tartásidő a különböző tartásidők kapcsolásszámokkal súlyozott átlaga. Nyilvánvaló, hogy a különböző feladatok elvégzéséhez szükséges tartásidők esetleges nagyságrendi különbözősége miatt a kapott eredmény csak durva közelítés.

A következőkben ismertetjük az egy kiszolgáló szervvel rendelkező várakozásos rendszerek jellemzőit állandó tartásidő (3. pont), illetve diszkrét tartásideoszlás (4. pont) esetén. A 7. pontban könnyen kezelhető eljárást mutatunk be a különféle tartásidejű kapcsolásokat végző vezérlő áramkör méretezésére.

1. A matematikai modell

A matematikai modell: tömegkiszolgálási rendszer a várakozási idő és a várakozási helyek számának korlátozása nélkül, egy kiszolgáló szervvel.

1.1 A bemeneti folyamat

Az igények érkezése Poisson-folyamattal írható le, vagyis annak a valószínűsége, hogy t idő alatt éppen k igény keletkezik:

$$P\{\varkappa=k\}=\frac{(\lambda t)^k}{k!}\,e^{-\lambda t}, \qquad (1)$$

ahol $\lambda t=M\{\varkappa\}$ — a t idő alatt érkező igények átlagos száma, vagyis a $\varkappa$ valószínűségi változó várható értéke.

Ekkor ξ-re, a két egymásutáni igény keletkezése közti időre, mint valószínűségi változóra felírható:

$$P\{\xi<t\}=1-e^{-\lambda t}, \qquad (2)$$

ahol $\lambda=1/M\{\xi\}$ — a hívássűrűség, vagyis az időegység alatt érkező igények száma.

1.2 A kiszolgálás

Az igények a kiszolgáló szerv foglaltsága esetén érkezésük sorrendjében sorba állnak és várnak a kiszolgáló szervre. Amennyiben egy igény keletkezésekor a kiszolgáló szerv szabad, az igény kiszolgálása azonnal megkezdődik.

A φ kiszolgálási idő, vagyis a kiszolgáló szerv tartásideje, tetszőleges $F(t)$ eloszlású valószínűségi változó. Az $F(t)=P(\varphi<t)$ függvényre nincsenek külön megkötéseink, bár jelen dolgozatban csak az állandó és diszkrét eloszlású kiszolgálási időkkel foglalkozunk részletesen.

2. A várakozási jellemzők tetszőleges $F(t)$ eloszlásfüggvény esetén

A fent vázolt matematikai modellre ismertetjük a várakozási jellemzőket, az idevágó irodalom [1] alapján. A képletek levezetésére nem térünk ki.

2.1 A várakozási idő várható értéke

A várakozási időt, mint valószínűségi változót $\mathfrak{V}$-vel jelölve, a kiszolgáló szervre való várakozás átlagos ideje:

$$M\{\mathfrak{V}\}=\frac{M\{\varphi\}}{2}\cdot\frac{\varrho}{1-\varrho}\cdot\left(1+\frac{D^2\{\varphi\}}{M^2\{\varphi\}}\right), \qquad (3)$$

ahol $M\{\varphi\}$ = a kiszolgáló szerv átlagos tartásideje,
$D^2\{\varphi\}$ = a kiszolgálási idő szórásnégyzete,
$\varrho=\dfrac{M\{\varphi\}}{M\{\xi\}}$ = a kiszolgáló szerv forgalma.

2.2 A várakozási idő eloszlásfüggvénye

Annak a valószínűsége, hogy a kiszolgáló szervre t-nél kevesebb ideig kell várakozni:

$$W(t)=P(\mathfrak{V}<t).$$

Általános alakban $W(t)$-nek csak a Laplace—Stieltjes-transzformáltját lehet felírni:

$$\gamma(s)=(1-\varrho)\left\{1-\frac{\lambda}{s}[1-\Phi(s)]\right\}^{-1}, \qquad (4)$$

ahol

$$\gamma(s)=\mathfrak{L}\{W(t)=\int_0^\infty e^{-st}\,\mathrm{d}W(t),$$

Beérkezett: 1969. IV. 1.-én.

és

$$\Phi(s)=\mathfrak{L}\{F(t)\}=\int_0^\infty e^{-st}\,\mathrm{d}F(t).$$

(A $\Phi(s)$ a kiszolgálási idő Laplace–Stieltjes-transzformáltja.)

3. A várakozási jellemzők állandó kiszolgálási idő esetén

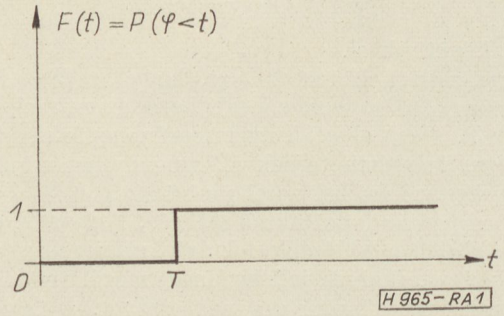
Ha minden egyes igény kiszolgálása azonos T ideig tart, akkor $F(t)$-re a következők írhatók fel:

$$F(t)=P(\varphi<t)=\begin{cases}0, & \text{ha } t<T,\\ 1, & \text{ha } t\geq T.\end{cases}$$

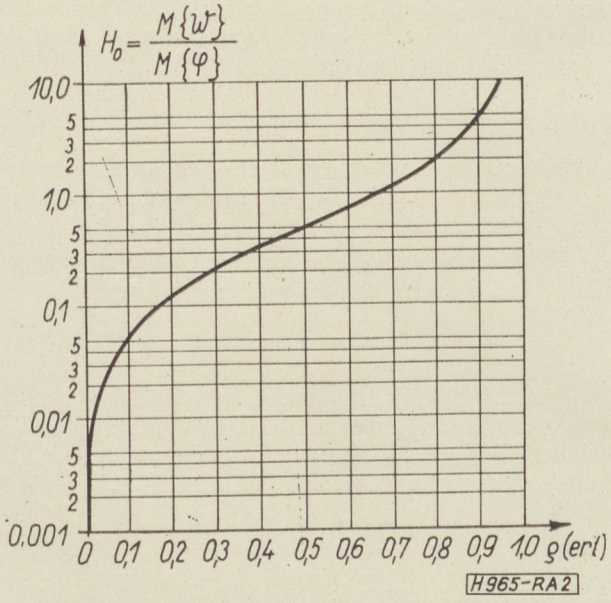
A kiszolgáló szerv átlagos tartásideje: $M\{\varphi\}=T$.
A kiszolgálási idő szórásnégyzete: $D^2\{\varphi\}=0$.
A kiszolgáló szerv forgalma: $\varrho=\lambda\cdot t$.
$F(t)$ Laplace–Stieltjes-transzformáltja: $\Phi(s)=e^{-sT}$.

A fentieket behelyettesítve a (3) illetve (4) képletbe, kapjuk:

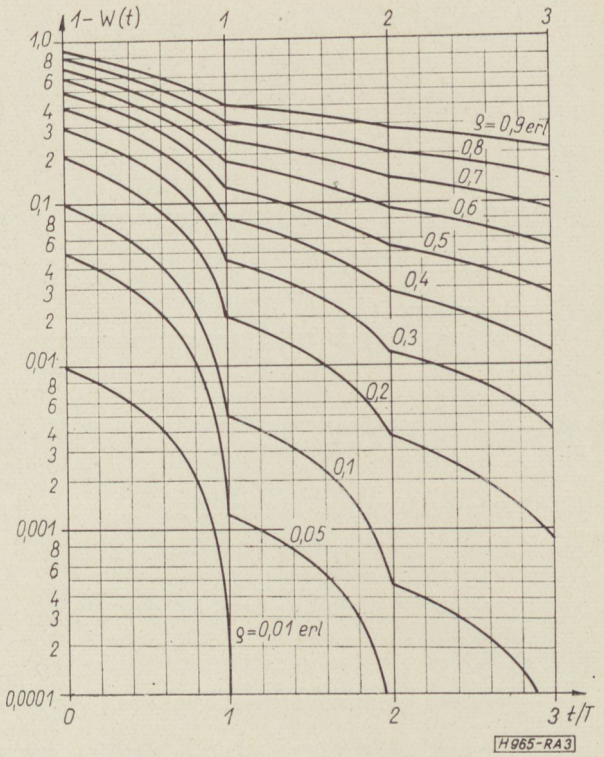
$$M\{\mathfrak{V}\}=\frac{T}{2}\,\frac{\varrho}{1-\varrho}, \tag{5}$$



1. ábra. Az $F(t)$ függvény menete állandó idejű kiszolgálás esetén



2. ábra. Az átlagos várakozási idő és az átlagos kiszolgálási idő viszonya a forgalom függvényében, állandó idejű kiszolgálás esetén



3. ábra. A várakozási idő eloszlásfüggvénye állandó idejű kiszolgálás esetén (a görbék paramétere a forgalom)

és

$$\gamma(s)=\frac{1-\varrho}{1-\dfrac{\lambda}{s}(1-e^{-sT})}=$$

$$=(1-\varrho)s\sum_{j=0}^{\infty}\frac{(-\lambda)^j e^{-sjT}}{(s-\lambda)^{j+1}}. \tag{6}$$

Az inverz transzformációt elvégezve:

$$W(t)=(1-\varrho)e^{\lambda t}\sum_{i=0}^{n}\frac{(i\varrho-\lambda t)^i}{i!}e^{-i\varrho} \tag{7}$$

ahol $n\varrho\leq t\leq(n+1)\varrho$.

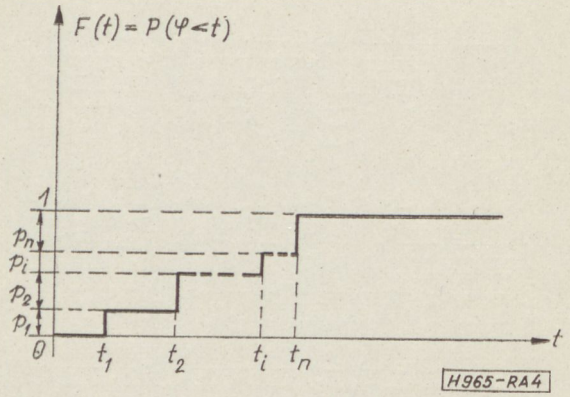
$M\{\mathfrak{V}\}$ és $W(t)$ értékeit a ϱ forgalom függvényében általában megtalálhatjuk a telefonközpontok méretezésével foglalkozó kézikönyvekben [2], [3]. Erre mutat példát a 2. és 3. ábra.

4. A várakozási jellemzők diszkrét eloszlású kiszolgálási idő esetén

Mint a bevezetésben említettük, közös vezérlésű telefonközpontok vezérlő áramköreinél a kiszolgálási idő nem adható meg egyetlen értékkel.

Megadható, hogy a vezérlő áramkör az egyes feladatokat $t_1, t_2, \ldots, t_i, \ldots, t_n$ idő alatt végzi el, és ezek a feladatok rendre $p_1, p_2, \ldots, p_i, \ldots, p_n$ valószínűséggel fordulnak elő. Itt a p_i-k tulajdonképpen a különböző kapcsolásfajták előfordulási gyakoriságát jelentik. Teljes eseményrendszerről lévén szó

$$\sum_{i=1}^{n}p_i=1.$$



1. ábra. Az $F(t)$ függvény menete diszkrét eloszlású kiszolgálási idő esetén

A bemeneti folyamat hívássűrűsége ekkor a következőképpen írható fel:

$$\lambda = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i,$$

ahol $\lambda_i = p_i \lambda$ az i-edik kapcsolásfajta hívássűrűsége.

A kiszolgálási idő eloszlásfüggvényét a 4. ábra mutatja.

Az $F(t)$ eloszlásfüggvény Laplace—Stieltjes-transzformáltja:

$$\Phi(s) = \sum_{i=1}^{n} p_i e^{-st_i}.$$

Az átlagos tartásidőt T-vel jelölve:

$$T = M\{\varphi\} = \sum_{i=1}^{n} p_i t_i. \tag{8}$$

A kiszolgálási idő szórásnégyzete:

$$D^2\{\varphi\} = \sum_{i=1}^{n} p_i t_i^2 - T^2.$$

A kiszolgáló szerv forgalma:

$$\varrho = \sum_{i=1}^{n} \varrho_i,$$

ahol $\varrho_i = \lambda_i \cdot t_i$.

A fentieket behelyettesítve a (3) illetve (4) képletbe, az átlagos várakozási idő:

$$M\{\mathfrak{V}\} = \frac{T}{2} \frac{\varrho}{1-\varrho} \sum_{i=1}^{n} p_i \frac{t_i^2}{T^2}, \tag{9}$$

és a várakozási idő Laplace—Stieltjes-transzformáltja:

$$\gamma(s) = (1-\varrho)s \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left((-\lambda)^j \sum_{i=1}^{n} p_i e^{-st_i} \right)^j}{(s-\lambda)^{j+1}}. \tag{10}$$

Az inverztranszformáció elvégzése nehézségekbe ütközik, ezért a továbbiakban csak $M\{\mathfrak{V}\}$-vel foglalkozunk.

5. Példa

A továbbiakban egy valóságos esetben kiszámítjuk $M\{\mathfrak{V}\}$ átlagos várakozási idő értékét. A vezérlő áramkörnek legyen négyféle feladata. Tartozzanak ezekhez az alábbi időtartamok és valószínűségek:

$$\begin{aligned} t_1 &= 0{,}30 \text{ s}, & p_1 &= 0{,}30, \\ t_2 &= 0{,}36 \text{ s}, & p_2 &= 0{,}53, \\ t_3 &= 0{,}50 \text{ s}, & p_3 &= 0{,}15, \\ t_4 &= 2{,}00 \text{ s}, & p_4 &= 0{,}02, \end{aligned}$$

továbbá legyen $\varrho = 0{,}6$ erl.

Látható, hogy $\sum_{i=1}^{4} p_i = 1$.

A (8) képletből:

$$T = \sum_{i=1}^{4} t_i p_i \cong 0{,}396,$$

és a (9) képletbe behelyettesítve a számértékeket:

$$M\{\mathfrak{V}\} = 0{,}404 \text{ s}.$$

Ha a vezérlő áramkör tartásideje $T = 0{,}396$ s, vagyis a súlyozott átlagértékkel egyenlő — és állandó lenne, akkor az (5) képletbe behelyettesítve vagy a 2. ábra diagramját felhasználva

$$M\{\mathfrak{V}\} = 0{,}297 \text{ s adódna.}$$

Látható, hogy ha nem vesszük figyelembe a kiszolgálási idő diszkrét eloszlását, akkor

$$\frac{404-297}{404} \cdot 100 = 26{,}5\%\text{-os}$$

hibát követünk el.

Szem előtt kell tartani azt, hogy az (5) képlet, illetve a kézikönyvekben található diagramok (nálunk a 2. ábra) alapján nyert eredmények mindig a veszélyes irányban térnek el, amennyiben a valóságosnál kedvezőbb helyzetet mutatnak.

Az eddig elmondottakból látható, hogy a 2. és 3. ábrák görbéi a különféle feladatokat végző vezérlő áramkör várakozási jellemzőinek megállapításához nem nyújtják a szükséges pontosságot. A tervezés során kialakuló minden t_i, p_i sorozatra külön ki kell számolni a várakozási idő várható értékét, $M\{\mathfrak{V}\}$-t ahhoz, hogy megállapítható legyen, vajon a vezérlő áramkör megfelelő szolgáltatási szinten képes-e feladata elvégzésére. Mivel ez hosszadalmas számítási munka, két irányban keresünk megoldást.

6. Korrekciós tényező alkalmazása

Első módszerként megadunk egy korrekciós tényezőt, amely a 2. ábrán látható diagramtól való eltérés mértékét fejezi ki.

Jelöljük a továbbiakban az átlagos várakozási idő és az átlagos tartásidő hányadosát H-val, azaz

$$H = \frac{M\{\mathfrak{V}\}}{M[\varphi]}.$$

Továbbá jelöljük az állandó kiszolgálási idejű rendszerhez tartozó H értékét H_0-lal. (A 2. ábra éppen H_0 értékeit ábrázolja a ϱ forgalom függvényében.) A (9) képlet ekkor a következőképpen írható fel:

$$H = H_0 \cdot \sum_{i=1}^{n} p_i \frac{t_i^2}{T^2}. \tag{11}$$

A k korrekciós tényező:

$$k = \frac{H}{H_0} = \sum_{i=1}^{n} p_i \frac{t_i^2}{T^2}. \tag{12}$$

A k értéke t_i és p_i aktuális értékeitől függ. A (12) képletből látható, hogy a korrekciós tényező közel egységnyi lesz, ha azok a feladatok vannak túlsúlyban, amelyeknél a tartásidő az átlagoshoz közel van, és azok a feladatok, amelyeknél a tartásidő erősen eltér az átlagostól, csak kis valószínűséggel fordulnak elő. Azonban, amint az 5. pontbeli példa bizonyítja, az igen kis valószínűségű tagok — amelyek elhanyagolhatóaknak tűnnek — jelentősen befolyásolhatják a végeredményt, ha tartásidejük az átlagostól nagymértékben eltér. Ezért minden egyes esetben ki kell számítani a korrekciós tényezőt.

A k értékének kiszámítása egyrészt nehézkes (különösen i nagyobb értékeinél), másrészt nem különösen célravezető. A k értékét ugyanis csak a tervezés után, a kész berendezés adataiból lehet megállapítani, tehát a tervezéshez előzetes tájékoztatást nem nyújt.

7. Megengedett tartomány alkalmazása

Ez a módszer az előbbi hiányosságait küszöböli ki. Megadjuk azt a tartományt, amelybe a t_i, p_i értékeknek bele kell esniük ahhoz, hogy H értéke a 2. ábrán feltüntetett H_0 értéktől ne térjen el valamilyen meghatározott százaléknál erősebben.

Feladatunkat a következőképpen fogalmazhatjuk meg. Legyenek t_i és p_i olyanok, hogy a k korrekciós tényező értéke ne lépjen túl egy adott K korlátot, ahol K a követelményeknek megfelelően általában 1,01—2 közötti értékeket vesz fel. Ekkor az elkövetett hiba értéke kisebb lesz $\left(1-\frac{1}{K}\right)\cdot 100\%$-nál, illetve K fenti értékei mellett 1—50% között mozog. Tehát a követelmény a következő:

$$\sum_{i=1}^{n} p_i \frac{t_i^2}{T^2} \leq K, \qquad (13)$$

ahonnan adott i mellett a t_i és p_i értékekre egy-egy tartomány vehető fel. Ha $i>2$, a megoldás grafikus ábrázolása nehézkes.

A továbbiakban csak $i=2$ esetével foglalkozunk, amit az is indokol, hogy a vezérlő áramkör különböző feladatainak elvégzéséhez szükséges időtartamokat általában két, egymástól erősen eltérő tartásidő köré lehet csoportosítani. Az ezekhez rendelhető két feladatcsoportot a „kapcsolások" illetve az „időzítések" alkotják. Az egyes csoportokon belüli tartásidők között általában csekély az eltérés.

Az 5. pontbeli példa esetére megmutatjuk, hogy a vezérlő áramkör feladatait többnyire elegendő két csoportra osztani. Tartozzanak az első csoportba a

$$t_1=0{,}30 \text{ s},$$
$$t_2=0{,}36 \text{ s},$$
$$t_3=0{,}50 \text{ s}$$

tartásidejű feladatok, amelyek előfordulási valószínűségei rendre:

$$p_1=0{,}30,$$
$$p_2=0{,}53,$$
$$p_3=0{,}15.$$

A másik csoportot alkossa a $t_4=2$ s és $p_4=0{,}02$ értékekkel jellemzett feladat.

Az első csoportbeli időkből adódó súlyozott átlag $t_I=0{,}356$ s és a valószínűségek összege $p_I=0{,}98$.

A továbbiakban úgy tekintjük, mintha csak kétféle

$$t_I=0{,}356 \text{ s} \quad \text{és} \quad t_{II}=2 \text{ s}$$

tartásidejű feladat lenne,

$$p_I=0{,}98 \quad \text{ill.} \quad p_{II}=0{,}02$$

előfordulási valószínűségekkel.

A (8) és (9) képleteket alkalmazva

$$T=0{,}389 \text{ s},$$
$$M\{\mathfrak{H}\}=0{,}394 \text{ s}.$$

Látható, hogy $M\{\mathfrak{H}\}$ értéke alig tér el a pontos 0,404-től.

7.1 *Megengedett tartomány $i=2$ esetén*

$i=2$ esetén (13) a következőképpen írható fel:

$$p_1\frac{t_1^2}{T^2}+p_2\frac{t_2^2}{T^2}\leq K. \qquad (14)$$

Tudjuk továbbá, hogy:

$$p_1+p_2=1,$$

és

$$p_1t_1+p_2t_2=T.$$

A fentiek felhasználásával p_1-re egy vegyes másodfokú egyenlőtlenség adódik:

$$p_1^2-p_1\frac{(t_1-t_2)\cdot[t_1+t_2(1-2K)]}{K(t_1-t_2)^2}-\frac{t_2^2(1-K)}{K(t_1-t_2)^2}\geq 0. \qquad (15)$$

Vagyis az

$$Ap_1^2+Bp_1+C=0 \qquad (16)$$

típusú egyenlőséget kell megoldani, ahol a $t=t_1/t_2$ jelölést bevezetve

$$A=1,$$
$$B=\frac{2K-t-1}{K(t-1)},$$
$$C=\frac{K-1}{K(t-1)^2}$$

Az átalakítások során feltételeztük, hogy $t_1\neq t_2$. Ez igaz, hiszen éppen a $t_1\neq t_2$ fennállásán alapszik az egész eljárás jogosultsága.

A (15) egyenlőtlenséget kielégítik mindazok a p_1 valószínűségek, amelyekre

$$p_1\leq pa, \quad \text{illetve} \quad p_1\geq pf,$$

ahol pa és pf a (16) másodfokú egyenlet gyökei.

Az 5. ábrán láthatóak a $pa(t, K)$ és a $pf(t, K)$ görbék t függvényében, K paraméter mellett. Az alsó és felső határoló görbe K függvényében különböző t értéknél ér össze. A p_1 valószínűség megengedett értékei adott $t=t_1/t_2$ tartásidőaránynál az alsó és felső határoló görbén kívül helyezkednek el. (Természetesen $p_2=1-p_1$.)

A diagram $t<1$ és $t>1$ esetekre egyaránt alkalmazható, csak figyelembe kell venni, hogy

$$pa_{(t)}+pf_{(1/t)}=1,$$
$$pf_{(t)}+pa_{(1/t)}=1.$$

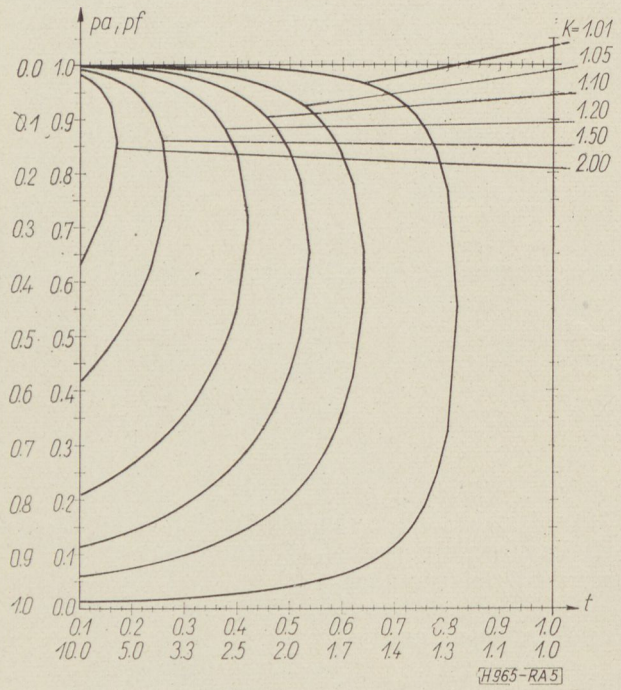
A koordináta tengelyek beosztása már ennek megfelelően történt. $t<1$ esetekhez a tengelyekhez közelebb eső számok, míg $t>1$ esetekhez a tengelyektől messzebb eső számok érvényesek.

Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy kétféle (t_1 és t_2) tartásidejű műveleteket végző vezérlő áramkörnél az átlagos várakozási idő megállapítására használhatjuk az állandó (egyféle) tartásidő esetén érvényes diagramot (2. ábra).

Az elkövetett hiba abban az esetben lesz $\left(1-\frac{1}{K}\right)\cdot 100\%$-nál kisebb, ha a t_1 idejű feladat p_1 előfordulási valószínűsége az 5. ábrán az adott K-tól függő megengedett tartományba esik. Látható, hogy ez a módszer célravezetőbb a 6. pontbelinél, mivel még a tervezés folyamán lehetővé válik a különböző tartásidők helyes kialakítása.

Nézzük meg a 7. pont elején említett példát, ahol $t_I=0{,}356$ s és $t_{II}=2$ s, $p_I=0{,}98$ és $p_{II}=0{,}02$, és $T=0{,}389$ s volt. Látható, hogy $t=t_I/t_{II}=0{,}178$.

Az 5. ábrából leolvasható, hogy az átlagos várakozási idő értékének megállapítására a 2. ábra görbéjét alkalmazva az elkövetett hiba 16,6—33,3% között van, vagy másképpen fogalmazva a 2. ábra görbéjét használva $K=1{,}2-1{,}5$-s korrekcióra van szükség.



5. ábra. A p_1 valószínűség megengedett értékei $t=t_1/t_2$ függvényében K paraméter mellett

Amennyiben a vezérlő áramkör különböző feladataihoz tartozó tartásidők nem két, hanem több érték körül csoportosulnak, akkor a leírtak nem alkalmazhatóak egyszerűen. Például három érték körüli csoportosulás esetén a megengedett tartomány K adott értéke mellett is négydimenziós lesz és ábrázolási lehetőség három rögzített paraméter mellett adódik.

IRODALOM

1. *R. Syski:* Introduction to congestion theory in telephone systems, OLIVER and BOYD, Edinburgh and London, 1960.
2. Projektierungsunterlagen für Vermittlungssysteme, SEL AG., Stuttgart, 1966.
3. Tabellen für Planung und Betrieb von Fernsprechanlagen, Siemens und Halske AG, Berlin und München, 1961.

Ge Si
99,99999
GaAs InAs

GERMÁNIUM monokristályos
polikristályos
GERMÁNIUMDIOXID
min. 99,99% és 99,9999% tisztasággal
GERMÁNIUMMONOOXID
SZILÍCIUM monokristályos
polikristályos

EPITAXIÁLIS SZILÍCIUM-LEMEZEK
SZILÍCIUMMONOOXID
GALLIUMARSENID
INDIUMARSENID
GALLIUMANTIMONID

félvezető minőségben

EXPORTÁLJA V/K TECHSZNABEXPORT

Ajánlatkérésekkel kérjük a következő címhez forduljon:

V/K TECHSZNABEXPORT
Moszkva G—200, Szovjetunió
Telefon: 244-32-85
Telex: 239

MÜLLER ZOLTÁN

Piezoelektromos átalakító alkalmazása mechanikai sávszűrőkben

ETO 534.28:537.228.1:621.372.543.2

A híradástechnikában alkalmazott sávszűrőkkel szemben a minőségi követelmények egyre fokozódnak. A különlegesen keskeny sávú és nagy oldalmeredekségű sávszűrők előállításához igen nagy jósági tényezővel rendelkező rezgőkörök szükségesek. A tisztán *LC* körökből álló sávszűrők alkalmazhatósági területét leginkább az indukciós tekercs viszonylag nagy vesztesége korlátozza. Ezért nagyobb rezgőkörszámot igénylő sávszűrők céljaira általában nagy jósági tényezővel ($Q=10^4-10^5$) rendelkező mechanikai rezgőelemeket alkalmaznak. A középfrekvenciás tartományban a mechanikai sávszűrők geometriai méretei kisebbek, mint a tekercsszűrőké, ezért miniatürizálás céljaira azoknál alkalmasabbak. Kedvező a mechanikai rezgőelemek frekvencia-hőmérsékleti együtthatója is, amely megfelelő ötvözet alkalmazásával kb. $T_{Kf}=\frac{\Delta f}{f\cdot\Delta T}<2\cdot10^{-6}$ 1/C° értéken tartható [11].

A mechanikai sávszűrőlánc be- és kimenő oldalához egy-egy átalakító csatlakozik, amely a villamos rezgésenergiát mechanikai rezgésenergiává alakítja át, majd a szűrőn átengedett mechanikai rezgéseket ismét villamos rezgéssé alakítja vissza. A középfrekvenciás tartományban energiaátalakítóként leggyakrabban piezoelektromos és magnetosztrikciós elven működő átalakítókat alkalmaznak [7].

Az utóbbi évtizedekben fellendült a mesterséges piezoelektromos kristályok és polikristályos kerámiák kutatása és előállítása. Ezek az új mesterséges piezoelektromos anyagok ugyan ma még nem érik el a természetes kvarc frekvencia-hőmérsékleti együtthatóját, rezgési jóságát és időállandóságát, de piezoelektromos tulajdonságaik a kvarcénál kedvezőbbek, előállításuk egyszerűbb és lényegesen olcsóbb. Napjainkban elterjedt ezeknek a mesterséges piezoelektromos anyagoknak elektromechanikai sávszűrők átalakítójaként, vagy közvetlenül elektromechanikai sávszűrőként való alkalmazása. Viszonylag nagy elektromechanikai csatolási tényezőjük következtében széles sávú elektromechanikai sávszűrők céljaira is alkalmasak [4, 9].

Ebben a dolgozatban piezoelektromos átalakítóval működő elektromechanikai sávszűrő méretezését mutatjuk be. A számítási módszert $\frac{\lambda}{2}$ hullámhosszúságú rezonátorokból és $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságú csatolótagokból álló, nyúlás rezgésű mechanikai sávszűrőre ismertetjük. A módszer alkalmas mind a hullámparaméteres, mind az üzemi paraméteres mechanikai sávszűrőláncok méretezésére. A méretezés bemutatása előtt ismertetjük a mechanikai sávszűrőlánchoz csatlakozó piezoelektromos átalakító működését, annak jellemző paramétereit, átviteli tulajdonságát és helyettesítő kapcsolásait.

E helyen is köszönetet mondok *dr. Barát Zoltán* egyetemi docensnek, aki a téma feldolgozásához értékes segítséget nyújtott.

2. Piezoelektromos energiaátalakítás

A direkt piezoelektromos hatás következtében a kristály megfelelő oldallapjain létrejövő felületi töltéssűrűség értéke:

$$\vartheta=\delta_E\cdot\sigma, \tag{1}$$

ahol δ_E a direkt piezoelektromos modulusz, σ az anyagban előidézett mechanikai feszültség.

A reciprok piezoelektromos hatás alapján a relatív hosszváltozásra írható:

$$e=\delta_\sigma\cdot E, \tag{2}$$

ahol δ_σ a reciprok piezoelektromos modulusz, E az elektromos térerősség.

A piezoelektromos átalakító karakterisztikus egyenleteinek felírásához az elektromos (ϑ, E) és a mechanikai (e, σ) mennyiségek között függvénykapcsolatot kell felállítani. Az elektromos és a mechanikai mennyiségek (ϑ, E, e, σ) kis változásaira tizenkét olyan teljes differenciál írható fel, amelyben egy változót két másik változó függvényeként fejezünk ki. Ezek közül célszerűségből a következő kettőt választjuk:

$$\mathrm{d}e=\frac{\partial e(E,\ \sigma)}{\partial E}\cdot\mathrm{d}E+\frac{\partial e(E,\ \sigma)}{\partial\sigma}\cdot\mathrm{d}\sigma, \tag{3}$$

$$\mathrm{d}\vartheta=\frac{\partial\vartheta(E,\ \sigma)}{\partial E}\cdot\mathrm{d}E+\frac{\partial\vartheta(E,\ \sigma)}{\partial\sigma}\cdot\mathrm{d}\sigma. \tag{4}$$

A (3) és (4) egyenletekben szereplő parciális differenciálhányadosok fizikai jelentése:

a reciprok piezoelektromos modulusz:

$$\frac{\partial e(E,\ \sigma)}{\partial E}=\delta_\sigma, \tag{5}$$

a nyitott elektromos kapcsok esetében mérhető rugalmassági modulusz reciproka:

$$\frac{\partial e(E,\ \sigma)}{\partial\sigma}=S_E, \tag{6}$$

a szabad mechanikai végek esetében mérhető dielektromos állandó:

$$\frac{\partial\vartheta(E,\ \sigma)}{\partial E}=\varepsilon_\sigma, \tag{7}$$

Beérkezett: 1969. III. 10.-én.

a direkt piezoelektromos modulusz:

$$\frac{\partial\vartheta(E,\ \sigma)}{\partial\sigma}=\delta_E. \tag{8}$$

A teljes differenciálok alapján még két mennyiséget definiálunk:

a rögzített mechanikai végek esetében mérhető dielektromos állandó:

$$\frac{\partial\vartheta(E,\ e)}{\partial E}=\varepsilon_e, \tag{9}$$

rövidre zárt elektromos kapcsok esetében mérhető rugalmassági modulusz:

$$\frac{\partial\sigma(\vartheta,\ e)}{\partial e}=\frac{1}{S_\vartheta}. \tag{10}$$

A jelölések indexei azokat a mennyiségeket mutatják, amelyeket az illető tényező megállapításakor állandónak kell tartani.

A direkt és a reciprok piezoelektromos hatás moduluszai számértékre azonosak, ezért írható:

$$\delta_E=\delta_\sigma. \tag{11}$$

Az (5) ... — ... (10) mennyiségek a teljes differenciálok alapján a következő összefüggések segítségével számíthatók át egymásba:

$$\frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_\sigma}=\frac{S_\vartheta}{S_E}=1-k'^2, \tag{12}$$

$$\frac{\delta_E^2}{S_E\cdot\varepsilon_\sigma}=k'^2. \tag{13}$$

A k'-t sztatikus csatolási tényezőnek nevezzük, amely tisztán anyagi állandók függvénye. A k'^2 az átalakítóban tárolt mechanikai, illetve elektromos energiának a tárolt összenergiához (elektromos + mechanikai) való viszonyára jellemző [5, 6, 11].

3. A piezoelektromos átalakító hatpólusegyenletei

Az átalakító az 1. ábrában vázolt méretű piezoelektromos anyagból áll, amelyet transzverzálisan y-irányú nyúlásrezgésre gerjesztünk. A hatpólusegyenletek levezetésénél a következő ideális eseteket feltételezzük:

a) a nyúlásrezgés más rezgésfajtával nincs erősen csatolva,

b) az átalakítóban sem elektromos, sem mechanikai hatásokból eredő veszteségek nem lépnek fel,

c) a rezgőelem anyaga homogén.

Az (5) ... — ... (8) összefüggéseknek a (3) és (4) egyenletbe történő behelyettesítésével, valamint az egyenletben szereplő mennyiségek időbeli változásának figyelembevételével adódik:

$$\frac{\partial e}{\partial t}=\delta_E\frac{\partial E}{\partial t}+S_E\frac{\partial\sigma}{\partial t}, \tag{14}$$

$$\frac{\partial\vartheta}{\partial t}=\varepsilon_\sigma\frac{\partial E}{\partial t}+\delta_E\frac{\partial\sigma}{\partial t}. \tag{15}$$

A (14) és (15) egyenletekből a (12) és (13) összefüggésekkel, valamint az (e, σ, E, ϑ) változóknak (v, F, U, I) változókkal való helyettesítésével adódik:

$$\frac{\partial F}{\partial t}=-\frac{A}{S_E}\cdot\frac{\partial v}{\partial y}+\frac{A\cdot\delta_E}{d\cdot S_E}\cdot\frac{\partial U}{\partial t}, \tag{16}$$

$$\frac{\partial v}{\partial y}=\frac{S_E}{A_0\cdot\delta_E}\left[I-\frac{A_0\cdot\varepsilon_e}{d}\cdot\frac{\partial U}{\partial t}\right]. \tag{17}$$

Newton II. törvénye szerint az A felületű, ϱ sűrűségű és dy hosszúságú tömegelemre ható fajlagos erő nagysága:

$$\frac{\partial F}{\partial y}=-\varrho\cdot A\frac{\partial v}{\partial t}. \tag{18}$$

Ha a (16) és (18) egyenleteket t- és y-szerint deriváljuk és a vegyes differenciálhányadosokat kiküszöböljük, akkor a piezoelektromos átalakító differenciálegyenletét kapjuk:

$$\frac{\partial^2F}{\partial y^2}=\varrho\cdot S_E\cdot\frac{\partial^2F}{\partial t^2}-\frac{\varrho\cdot A\cdot\delta_E}{d}\cdot\frac{\partial^2U}{\partial t^2}, \tag{19}$$

$$\frac{\partial^2v}{\partial y^2}=\varrho\cdot S_E\frac{\partial^2v}{\partial t^2}. \tag{20}$$

A (19) és (20) inhomogén másodrendű parciális differenciálegyenlet megoldását a homogén differenciálegyenlet általános és az inhomogén differenciálegyenlet egy partikuláris megoldásának összegeként kapjuk.

A homogén differenciálegyenlet ($U=0$) általános megoldása, ha a peremfeltételek behelyettesítésekor a bemenőoldali mennyiségeket 1-es, a kimenőoldali mennyiségeket 2-es indexszel jelöljük [8]:

$$F_1=-jZ_0\operatorname{cotg}\beta l\cdot v_1+j\frac{Z_0}{\sin\beta l}\cdot v_2, \tag{21}$$

$$F_2=-j\frac{Z_0}{\sin\beta l}\cdot v_1+jZ_0\operatorname{cotg}\beta l\cdot v_2. \tag{22}$$

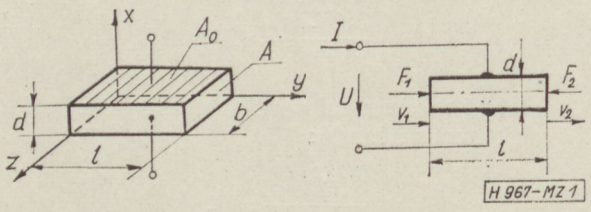
A (21) és (22) összefüggésben Z_0 a rezgőelem mechanikai hullámellenállását jelenti. Kiszámítása a következő összefüggéssel történik:

$$Z_0=A\cdot\varrho\cdot v_l, \tag{23}$$

ahol v_l = nyúláshullám terjedési sebessége a rezgőelemben.

A (19) és (20) inhomogén differenciálegyenletre egy partikuláris megoldást a (16) összefüggésből $v=0$ helyettesítéssel (mindkét végén rögzített rúd állapota) és mindkét oldalának t-szerinti integrálásával nyerhetünk:

$$F_{1,2}=b\cdot\frac{\delta_E}{S_E}\cdot U=M\cdot U, \tag{24}$$



1. ábra. Piezoelektromos átalakító vázlatos rajza

ahol $$M = b \cdot \frac{\delta_E}{S_E} \tag{25}$$

a piezoelektromos átalakítókonstans.

Tehát a (19) és (20) inhomogén differenciálegyenlet általános megoldását a (21), (22) és (24) ellenállásegyenletek összegeként kapjuk:

$$F_1 = -jZ_0 \operatorname{cotg} \beta l \cdot v_1 + j\frac{Z_0}{\sin \beta l} \cdot v_2 + MU, \tag{26}$$

$$F_2 = -j\frac{Z_0}{\sin \beta l} \cdot v_1 + jZ_0 \operatorname{cotg} \beta l \cdot v_2 + MU. \tag{27}$$

Az elektromos kapocspáron jelentkező I áramerősség és U feszültség, valamint a rezgőelem két véglapjának v_1 és v_2 sebessége közötti kapcsolatot a (17) egyenlet írja le. Válasszuk szét a (17) differenciálegyenlet változóit és integráljuk mindkét oldalát, akkor lesz:

$$\int_{v_1}^{v_2} \mathrm{d}v = \frac{S_E}{A_0 \delta_E} \cdot \left(I - \frac{A_0 \varepsilon_e}{d} \cdot \frac{\partial U}{\partial t} \right) \int_0^l \mathrm{d}y. \tag{28}$$

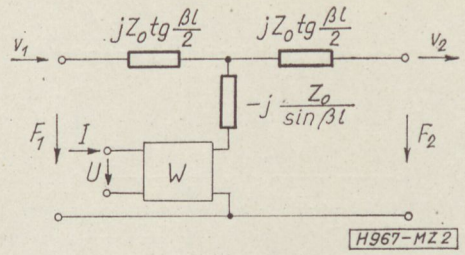
Az integrálás elvégzése, a (25) összefüggés és szinuszos rezgés esetére a $\frac{\partial U}{\partial t} = j\omega U$ érték behelyettesítése, valamint rendezés után kapjuk:

$$I = j\omega C_0 U + M(v_2 - v_1), \tag{29}$$

ahol $$C_0 = \frac{A_0 \varepsilon_e}{d} \tag{30}$$

a rezgőelem nyugalmi állapotában a fegyverzetek között mérhető kapacitás. A mérés a rezgőelem sajátfrekvenciájánál sokkal kisebb frekvencián is elvégezhető, ugyanis ebben az esetben v elhanyagolhatóan kicsi értékű.

A (26), (27) és (29) összefüggések a piezoelektromos átalakító hatpólusegyenleteit adják, amelyeknek megfelelő helyettesítő kapcsolást a 2. ábra mutatja.



2. ábra. Piezoelektromos átalakító-hatpólus helyettesítő kapcsolása

4. Egyik oldalán szabadon rezgő piezoelektromos átalakító általános helyettesítő kapcsolása

Az átalakító szabadon rezgő oldalára erő nem hat ($F_1 = 0$), vagyis itt a terhelő mechanikai impedancia zérus ($Z_1 = 0$) értékű. Ez az 1-es oldal mechanikai rövidrezárását jelenti, aminek következtében az átalakító-hatpólus négypólussá válik.

Az átalakító-négypólus ellenállásegyenletei a (26), (27) és (29) összefüggésekből $F_1 = 0$ helyettesítéssel adódnak:

$$I = \left(j\omega C_0 + j\frac{M^2}{Z_0} \operatorname{tg} \beta l \right) \cdot U + M\left(1 - \frac{1}{\cos \beta l} \right) v_2, \tag{31}$$

$$F_2 = M\left(1 - \frac{1}{\cos \beta l} \right) \cdot U - jZ_0 \operatorname{tg} \beta l \cdot v_2. \tag{32}$$

A (31) és (32) ellenállásegyenleteket átalakítva láncegyenletekké:

$$\begin{bmatrix} U \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\cos \beta l}{M(1 - \cos \beta l)} & -j\frac{Z_0}{M} \operatorname{cotg} \frac{\beta l}{2} \\ -j\frac{\omega C_0 \cos \beta l}{M(1 - \cos \beta l)} - j\frac{M}{Z_0} \operatorname{cotg} \frac{\beta l}{2} & \frac{j\omega C_0 (-j2Z_0 \operatorname{cotg} \frac{\beta l}{2} + 4M^2)}{2M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_2 \\ V_2 \end{bmatrix}. \tag{33}$$

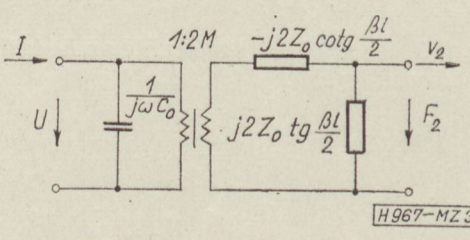
A (33) láncmátrix determinánsának értéke eggyel egyenlő. Ez azt jelenti, hogy a piezoelektromos átalakító megfordítható (reciprok) négypólus.

A (33) láncmátrix a következő tényezők szorzatára bontható:

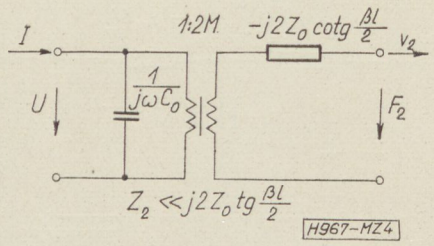
$$\begin{bmatrix} U \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2M} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -j2Z_0 \operatorname{cotg} \frac{\beta l}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j2Z_0 \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_2 \\ V_2 \end{bmatrix}. \tag{34}$$

A piezoelektromos átalakítóra a (34) láncmátrixszorzat alapján felépített helyettesítő kapcsolást a 3. ábra mutatja [11].

Ha a 3. ábrában vázolt átalakító mechanikai terhelése a keresztág impedanciájánál sokkal kisebb, azaz $Z_2 \ll jZ_0 \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}$, akkor a keresztági impedancia elhagyható, mert számottevő mértékben nem befolyásolja a négypólus átviteli tulajdonságát. Az átalakító megfordítható (reciprok) négypólus.



3. ábra. Piezoelektromos átalakító-négypólus helyettesítő kapcsolása



4. ábra. Kis mechanikai impedanciával terhelt piezoelektromos átalakító helyettesítő kapcsolása

alakítónak erre az esetre érvényes helyettesítő kapcsolását a 4. ábra szemlélteti.

5. Piezoelektromos átalakító helyettesítő kapcsolásai

A piezoelektromos átalakító rezgőeleme kontinuumrezgő, amelynek áteresztő tartományai periodikusan ismétlődnek. Növekvő frekvenciához tartozó áteresztő tartományok sávszélessége egyre csökken. Ezért általában az átalakítót alapfrekvencián működtetik, vagyis rezgőelemét $\frac{\lambda}{2}$ hullámhosszúságúra választják.

Az átalakító helyettesítő kapcsolásában (4. ábra) a transzcendens elemet (amely a kontinuumrezgésre utal) az ω_{01} alapfrekvencia környezetében koncentrált elemekkel helyettesítjük. A helyettesítést úgy alakítjuk ki, hogy a koncentráltelemes kapcsolás impedanciaértéke, valamint frekvencia szerinti impedanciaváltozása az ω_{01} frekvencián azonos legyen a transzcendens elemével. A transzcendens elem impedanciaértéke az ω_{01} frekvencián zérussal egyenlő ($\beta l = \pi$).

Az előbbi feltételek kielégíthetők olyan soros rezgőkörrel, amelynek rezonanciafrekvenciája az ω_{01} helyen van, vagyis

$$\omega_{01}^2 = \frac{1}{L_1 C_1}. \tag{35}$$

A transzcendens függvény differenciálhányadosának ω_{01} frekvencián vett értéke:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\omega}\left(-j2Z_0 \operatorname{cotg}\frac{\pi\omega}{2\omega_{01}}\right)\Bigg|_{\omega=\omega_{01}} = j\frac{Z_0\pi}{\omega_{01}}. \tag{36}$$

A soros rezgőkör impedancia-függvényének differenciálhányadosa az ω_{01} helyen:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\omega}\left(\frac{1-\omega^2 L_1 C_1}{j\omega C_1}\right)\Bigg|_{\omega=\omega_{01}} = j\frac{2}{\omega_{01}^2 C_1}. \tag{37}$$

A (35), (36) és (37) összefüggésekből az L_1 és C_1 kapcsolási elemek értékére adódik:

$$C_1 = \frac{2}{Z_0\omega_{01}\pi}, \tag{38}$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_{01}^2 C_1} = \frac{Z_0\pi}{2\omega_{01}}. \tag{39}$$

Az átalakító így kialakított koncentráltelemes helyettesítő kapcsolását az 5. ábra mutatja. Az 5. ábra szerinti kapcsolás láncmátrixa:

$$\begin{bmatrix} U \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2M} & \frac{1-\omega^2 L_1 C_1}{2M \cdot j\omega C_1} \\ \frac{j\omega C_0}{2M} & \frac{(1-\omega^2 L_1 C_1)\cdot C_0}{2MC_1} + 2M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_2 \\ V_2 \end{bmatrix}. \tag{40}$$

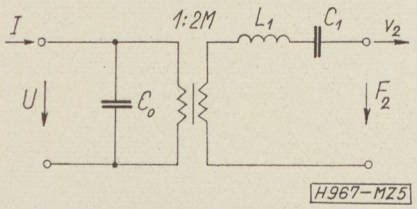
6. $\frac{\lambda}{2}$ rezgőelemhosszúságú, hangolatlan bemenőkörű piezoelektromos átalakító átviteli tulajdonsága

Az átalakító áteresztő tartományának sávhatárait a rövidzárási bemenő impedanciájának zérus-, illetve pólushelye alapján határozzuk meg. A számítások során az 5. ábra szerinti helyettesítő kapcsolásból és a (40) láncmátrixból indulunk ki.

A (40) láncmátrix szerint a rövidzárási bemenő impedancia:

$$Z_{rbe} = \frac{B}{D} = \frac{1}{j\omega C_0} \times \frac{1}{4M^2}\left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right). \tag{41}$$

A (41) összefüggésnek megfelelő helyettesítő kapcsolást és impedanciadiagramot a 6. ábra mutatja.



5. ábra. Hangolatlan bemenőkörű piezoelektromos átalakító koncentráltelemes helyettesítő kapcsolása $\left(l = \frac{\lambda}{2}\right)$

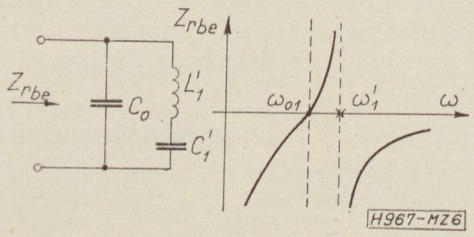
A 6. ábrában levő L_1' és C_1' reaktanciaértékekre a (38), (39) és (40) összefüggésekkel adódik:

$$L_1' = \frac{L_1}{4M^2} = \frac{Z_0\pi}{8M^2\omega_{01}}, \tag{42}$$

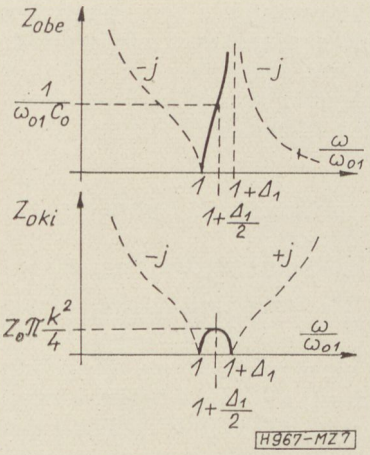
$$C_1' = 4M^2 C_1 = \frac{8M^2}{Z_0\omega_{01}\pi}. \tag{43}$$

Az átalakító áteresztő sávjának kezdete az ω_{01} frekvenciahelyen van. Az áteresztő sáv végét a rövidzárási bemenő impedancia pólushelye adja. A pólushely frekvenciája a (41), (42) és (43) összefüggések alapján:

$$\omega_1' = \omega_{01}\sqrt{1 + \frac{C_1'}{C_0}}. \tag{44}$$



6. ábra. Kimenő oldalon rövidre zárt hangolatlan bemenőkörű átalakító helyettesítő kapcsolása és impedanciadiagramja



7. *ábra.* Hangolatlan bemenőkörű átalakító ki- és bemenő oldali hullámellenállásának változása az $\frac{\omega}{\omega_{01}}$ frekvenciaviszony függvényében $\left(l=\frac{\lambda}{2}\right)$

Az átalakító relatív sávszélességére a (44) egyenletből, a sorfejtés első két tagjának figyelembevételével adódik:

$$\Delta_1=\frac{\omega_1'-\omega_{01}}{\omega_{01}}=\frac{1}{2}\,\frac{C_1'}{C_0}=\frac{1}{2}\,k^2, \tag{45}$$

ahol k-t az ω_{01} rezonanciafrekvencián működő átalakító elektromechanikai csatolási tényezőjének nevezzük. A k értéke a (13), (23), (25), (30), (43) és (45) összefüggésekből [6], [10], [11]:

$$k=\sqrt{\frac{C_1'}{C_0}}=\sqrt{\frac{8}{\pi^2}\cdot\frac{\delta_E^2}{S_E\cdot\varepsilon_e}}=k'\cdot\frac{\sqrt{8}}{\pi}. \tag{46}$$

Számtani sávközépfrekvencián az átalakító bemenő oldali hullámellenállása a (40), (43) és (46) összefüggések alapján:

$$Z_{0be}=\left.\frac{1}{\omega_{01}C_0}\right|_{\omega=\omega_{01}\left(1+\frac{\Delta_1}{2}\right)}, \tag{47}$$

Az átalakító rövidzárási bemenő impedanciája az (50) láncmátrix alapján:

$$Z_{rbe}=\frac{B}{D}=\left(j\omega L_0\times\frac{1}{j\omega C_0}\right)\times\frac{1}{4M^2}\left(j\omega L_1+\frac{1}{j\omega C_1}\right). \tag{51}$$

Az (51) összefüggésnek megfelelő kapcsolási vázlatot és a kapcsolás impedancia-diagramját a 9. ábra szemlélteti. Az L'_1 és C'_1 kapcsolási elemek értéke a (42) és (43) egyenletek alapján számíthatók.

Az átalakító áteresztő tartományának sávhatárait a rövidzárási bemenő impedancia pólushelyei határozzák meg. A pólushelyek frekvenciáira a (42), (43), (49) és (51) összefüggések felhasználásával adódik:

a kimenő oldali hullámellenállása:

$$Z_{0ki}=Z_0\pi\frac{k^2}{4}\left|_{\omega=\omega_{01}\left(1+\frac{\Delta_1}{2}\right)}\right.. \tag{48}$$

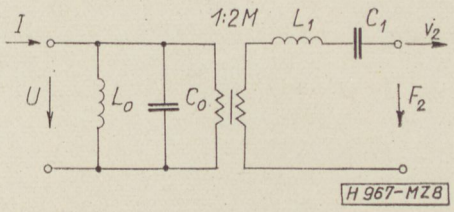
Az átalakító be- és kimenő oldali hullámellenállásának $\frac{\omega}{\omega_{01}}$ függvényében történő lefutását a 7. ábra mutatja.

7. $\frac{\lambda}{2}$ rezgőelemhosszúságú, hangolt bemenőkörű piezoelektromos átalakító átviteli tulajdonsága

A piezoelektromos átalakító bemenő köre L_0 induktivitás párhuzamos kapcsolásával és C_0 bemenő kapacitással párhuzamos rezgőkörré képezhető ki. Az L_0C_0 rezgőkört az ω_{01} sávközépfrekvenciára hangoljuk le, vagyis

$$\omega_{01}^2=\frac{1}{L_0C_0}. \tag{49}$$

Az indukciós tekercs megcsapolásával a célnak legmegfelelőbb lezáróillesztés valósítható meg. A bemenőkör lehangolása, mint később látni fogjuk, lényegesen megnöveli az átalakító áteresztő tartományának sávszélességét és kedvezőbbé teszi a bemenőoldali hullámellenállás lefutását.

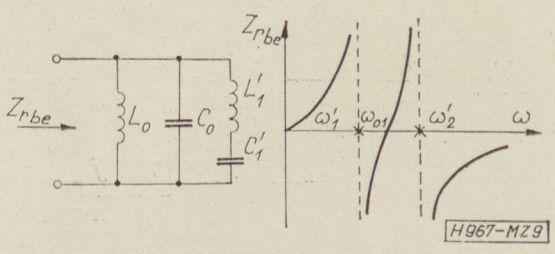


8. *ábra.* Hangolt bemenőkörű átalakító koncentráltelemes helyettesítő kapcsolása $\left(l=\frac{\lambda}{2}\right)$

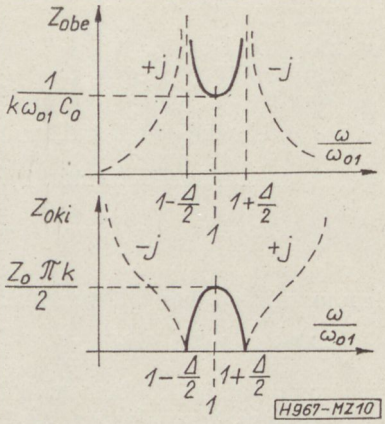
Az átalakító helyettesítő kapcsolását a 8. ábra mutatja. A kapcsolás láncmátrixa:

$$\begin{bmatrix}U\\ I\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{1}{2M} & \frac{1-\omega^2L_1C_1}{2M\cdot j\omega C_1}\\ \frac{1-\omega^2L_0C_0}{2M\cdot j\omega L_0} & 2M-\frac{(1-\omega^2L_0C_0)(1-\omega^2L_1C_1)}{2M\cdot\omega^2L_{01}C_1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F_2\\ V_2\end{bmatrix}. \tag{50}$$

$$\frac{\omega_{01}}{\omega'}-\frac{\omega'}{\omega_{01}}\cong\frac{\omega_2'-\omega_1'}{\omega_{01}}=\sqrt{\frac{C_1'}{C_0}}=k. \tag{52}$$



9. *ábra.* Kimenő oldalon rövidrezárt hangolt bemenőkörű átalakító helyettesítő kapcsolása és impedanciadiagramja



10. ábra. Hangolt bemenőkörű átalakító ki- és bemenő oldali hullámellenállásának változása az $\frac{\omega_{01}}{\omega}$ frekvenciaviszony függvényében $\left(l=\frac{\lambda}{4}\right)$

Az (52) egyenlet alapján megállapítható, hogy az átalakító relatív sávszélessége hangolt bemenőkör esetében, a hangolatlanhoz képest, lényegesen megnő.

Az átalakító bemenőoldali hullámellenállása az ω_{01} sávközépfrekvencián a (43) és (46) összefüggések segítségével:

$$Z_{0be}=\left.\frac{1}{k\omega_{01}C_0}\right|_{\omega=\omega_{01}}, \qquad (53)$$

a kimenőoldali hullámellenállás:

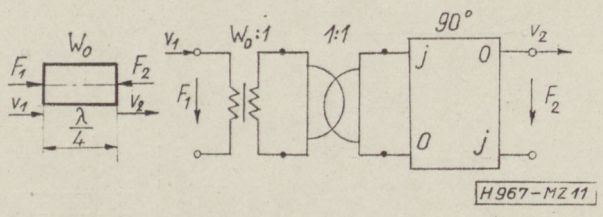
$$Z_{0ki}=\left.\frac{Z_0\pi k}{2}\right|_{\omega=\omega_{01}}. \qquad (54)$$

A be- és kimenőoldali hullámellenállás változását az $\frac{\omega}{\omega_{01}}$ viszony függvényében a 10. ábra mutatja.

8. A mechanikai sávszűrőelemek helyettesítő kapcsolása

A mechanikai sávszűrő rezonátorokból és közéjük iktatott csatolótagokból áll. Az alapfrekvencián gerjesztett rezonátor hossza $\frac{\lambda}{2}$, a csatolótagok hossza $\frac{\lambda}{4}$ vagy $\frac{3\lambda}{4}$, de használatos ezektől eltérő csatolótaghosszúság is.

A mechanikai sávszűrőlánc kontinuumrezgésű elemeit, a rezonátorokat és a csatolótagokat, a szűrőszámítások könnyítése céljából az ω_{01} sávközép-



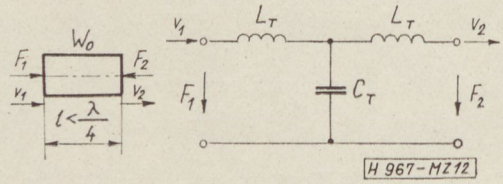
11. ábra. $\frac{\lambda}{4}$ hullámhosszúságú csatolótag helyettesítő kapcsolása

frekvencia környezetében koncentrált elemekből álló kapcsolással helyettesítjük. A helyettesítő kapcsolások meghatározásának módjától eltekintünk, csak néhány fontosabb kapcsolás ismertetésére szorítkozunk. Erről a témáról bővebbet az [8] irodalomban lehet találni.

a) Csatolótagok helyettesítő kapcsolása

Az $l=\frac{\lambda}{4}$ hullámhosszúságú csatolótagot a 11. ábrában vázolt szimbolikus kapcsolással helyettesítjük. Ez a helyettesítés az esetek nagy részében igen előnyös. A kapcsolás első tagja Z_0:1 áttételű ideális transzformátort, a második tagja egységgirátort és a harmadik tagja 90°-os fázisfordítót jelképez.

A $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságnál rövidebb $\left(0<l<\frac{\lambda}{4}\right)$ csatolótagokat a 12. ábrában bemutatott T-kapcsolással helyet-

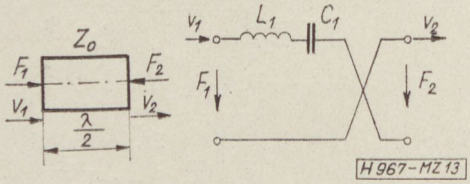


12. ábra. $\frac{\lambda}{4}$ hossznál rövidebb $\left(l<\frac{\lambda}{4}\right)$ csatolótag koncentráltelemes közelítő helyettesítő kapcsolása

tesíthetjük. A kapcsolási elemek értékét a következő összefüggésekkel számíthatjuk ki:

$$L_T=\frac{Z_0}{\omega_{01}}\cdot\operatorname{tg}\beta l, \qquad (55)$$

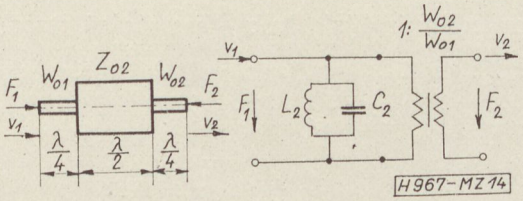
$$C_T=\frac{1}{Z_0\omega_{01}}\cdot\sin\beta l. \qquad (56)$$



13. ábra. $\frac{\lambda}{2}$ hosszúságú rezonátor koncentráltelemes közelítő helyettesítő kapcsolása

b) $\frac{\lambda}{2}$ hullámhosszúságú rezonátor helyettesítő kapcsolása

A $\frac{\lambda}{2}$ hosszúságú mechanikai rezonátor ω_{01} frekvencia környezetében érvényes koncentráltelemes helyettesítő kapcsolását a 13. ábra szemlélteti. Az itt bemutatott helyettesítő kapcsolás abban az esetben érvényes, ha a rezonátor be- és kimenő oldalán levő mechanikai terhelés kisebb, mint a rezonátor hullámellenállása. Ez az eset fennáll, ha a rezonátorhoz a keresztmetszetéhez viszonyítva, kisebb keresztmetszetű csatolótag csatlakozik. A 13. ábra szerinti



14. ábra. Két $\frac{\lambda}{4}$ csatolótaggal közrefogott $\frac{\lambda}{2}$ rezonátor koncentráltelemes közelítő helyettesítő kapcsolása

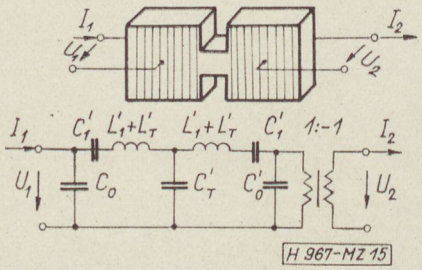
koncentráltelemes helyettesítő kapcsolásban a kapcsolási elemek értéke:

$$L_1 = \frac{Z_0 \pi}{2\omega_{01}}, \tag{57}$$

$$C_1 = \frac{2}{Z_0 \pi \omega_{01}}. \tag{58}$$

c) Két csatolótaggal közrefogott rezonátor helyettesítő kapcsolása

A $\frac{\lambda}{2}$ hullámhosszúságú rezonátor mindkét oldalához egy-egy $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságú csatolótag kapcsolódik. Az így létrejött rendszer ω_{01} frekvenciakörnyezetében érvényes koncentráltelemes helyettesítő kapcsolását a 11. és 13. ábrák alapján határozzuk meg. A két csatolótag girátorhatása a közrefogott soros rezgőkört párhuzamos rezgőkörré, reaktanciáit reciprok reaktanciává, vagyis az induktivitást kapacitássá, a kapacitását induktivitássá alakítja át. Az egész rendszer fázisforgatása 360°. A két csatolótaggal közrefogott rezonátor eredő koncentráltelemes helyettesítő kapcsolását a 14. ábra mutatja. A 14. ábrában levő kapcsolási elemek értéke:



15. ábra. Mechanikusan csatolt piezoelektromos átalakítókból képezett sávszűrő látszati rajza és koncentráltelemes közelítő helyettesítő kapcsolása

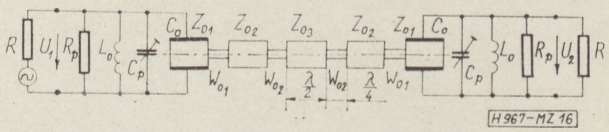
$$L_2 = \frac{2W_{01}^2}{Z\pi\omega_{01}}, \tag{59}$$

$$C_2 = \frac{Z_0 \pi}{2W_{01}^2 \omega_{01}}. \tag{60}$$

Példaként határozzuk meg $\frac{\lambda}{4}$ hullámhossznál rövidebb csatolótaggal összekötött két piezoelektromos átalakítóból képezett elektromechanikai sávszűrő ω_{01} sávközépfrekvencia környezetében érvényes koncentráltelemes helyettesítő kapcsolását. A sávszűrő látszati rajzát, valamint a 7. és 12. ábrák alapján kialakított helyettesítő kapcsolását a 15. ábra mutatja [9]. A kapcsolási rajz ismeretében a sávszűrő számítása a [1], [2] irodalomban közöltek szerint elvégezhető, majd a szűrő geometriai mérete a piezoelektromos és a mechanikai jellemzők ismeretében meghatározható.

9. Elektromechanikai sávszűrő méretezése

Az ismertetésre kerülő méretezési eljárást $\frac{\lambda}{2}$ hullámhosszúságú rezonátorokból és $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságú csatolótagokból álló szimmetrikus felépítésű elektromechanikai sávszűrőre mutatom be. A mechanikai sávszűrőlánc két végéhez egy-egy $\frac{\lambda}{2}$ rezgőelemhosszúságú, hangolt bemenőkörű, piezoelektromos átalakító csatlakozik. Az átalakítók bemenőkörével párhuzamosan egy-egy C_p kapacitású kondenzátor kapcsolódik, amellyel a mechanikai rendszer és az elektromos kör közötti csatolás a kívánt mértékre állítható be. A sávszűrő 5 mechanikai rezonátorból (amelybe az átalakító rezgőelemét is beleszámítjuk) és két elektromos rezgőkörből áll. A mechanikai elemek nagy jósági tényezőjű ($Q \cong 10^4$) anyagból készülnek, ezért a veszteségeiktől eltekinthetünk. A be- és kimenő kör veszteségét a lezáróellenállásba számítjuk be. Az elektromechanikai sávszűrő vázlatos rajzát a 16. ábra szemlélteti.

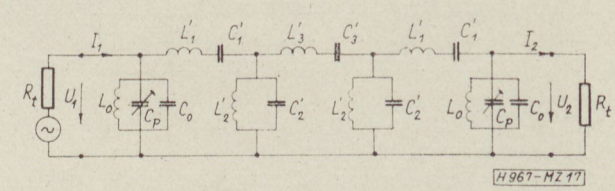


16. ábra. Az elektromechanikai sávszűrő vázlatos rajza

A sávszűrőlánc kontinuumrezgésű elemeit az ω_{01} sávközépfrekvencia környezetében koncentrált elemekből álló kapcsolással helyettesítjük. A helyettesítő kapcsolások könnyebb meghatározása céljából az elektromechanikai sávszűrőt szimmetrikusan a következő részekre bontjuk:

hangolt bemenőkörű piezoelektromos átalakító,
$W_{01}-Z_{02}-W_{02}$ csatolótaggal közrefogott rezonátor,
Z_{03} rezonátor.

A nevezett részek helyettesítő kapcsolásait a 8., 14. és 13. ábrák tartalmazzák. Ezeket láncbakapcsolva, az előforduló ideális transzformátorokat összevonva, az elektromechanikai sávszűrőre a 17. ábrán



17. ábra. Az elektromechanikai sávszűrő koncentráltelemes közelítő helyettesítő kapcsolása

ban vázolt koncentráltelemes helyettesítő kapcsolást kapjuk. A kapcsolási elemek értéke:

$$L_1' = \frac{Z_{01}\pi}{8M^2\omega_{01}}, \qquad C_1' = \frac{8M^2}{Z_{01}\pi\omega_{01}}, \tag{61}$$

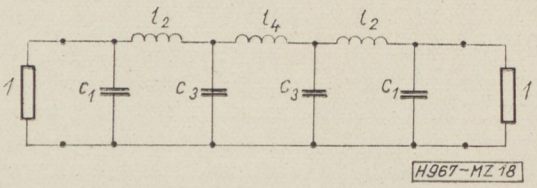
$$L_2' = \frac{W_{01}^2}{2M^2 Z_{02}\pi\omega_{01}}, \qquad C_2' = \frac{2M^2 Z_{02}\pi}{W_{01}^2\omega_{01}}. \tag{62}$$

$$L_3' = \frac{Z_{03}W_{01}^2\pi}{8M^2W_{02}^2\omega_{01}}, \qquad C_3' = \frac{8M^2W_{02}^2}{Z_{03}W_{01}^2\pi\omega_{01}}, \tag{63}$$

$$R_p = \omega_{01}L_0 \cdot Q = \frac{Q}{\omega_{01}(C_0+C_p)}, \tag{64}$$

$$R_l = R \times R_p. \tag{65}$$

A 17. ábrában levő sávszűrőkapcsolást egységnyi lezáróellenállásra normált sávszűrővé alakítjuk át, majd frekvenciatranszformációval egységnyi lezáróellenállásra normált aluláteresztő szűrőkapcsolássá alakítjuk. Az egységnyi lezáróellenállásra normált aluláteresztő szűrőkapcsolást a 18. ábra mutatja. Az aluláteresztő szűrőkapcsolás c_1, l_2, c_3, l_1 értékei és a



18. ábra. Egységnyi lezáróellenállásra normált aluláteresztő szűrő

valóságos elektromechanikai sávszűrőlánc jellemző értékei között a következő összefüggés áll fenn:

$$c_1 = \frac{R_l\omega_{01}C_0}{a} \cdot \frac{C_0+C_p}{C_0}, \tag{66}$$

$$l_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{Z_{01}}{R_l a 4M^2} \tag{67}$$

$$c_3 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{R_l Z_{02} 4M^2}{aW_{01}^2}, \tag{68}$$

$$l_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{Z_{03}W_{01}^2}{R_l a W_{02}^2 4M^2}, \tag{69}$$

$$a = \frac{\omega_{01}}{\omega_F - \omega_A}, \tag{70}$$

ahol ω_F és ω_A az áteresztősáv felső, illetve alsó határfrekvenciája.

A kontinuumrezgésű elektromechanikai sávszűrő méretezése a (66) ... — ... (70) összefüggések segítségével aluláteresztő szűrő méretezésére vezethető vissza.

Az ω_{01} frekvencia környezetében az elektromechanikai sávszűrő csatolt rezgőkörökkel is helyettesíthető és méretezése a csatolt rezgőkörű sávszűrők elmélete alapján végezhető el [3], [11]. A két mechanikai rezonátor közötti csatolási tényezőt a következő kifejezéssel definiáljuk, ha a $\frac{\lambda}{2}$ hosszúságú rezonátorokat Z_{0n} és $Z_{0(n+1)}$-gyel, az összekötő $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságú csatolótagot pedig W_{0n}-nel jelöljük:

$$k_{n,(n+1)} = \frac{2}{\pi} \frac{W_{0n}}{\sqrt{Z_{0n} \cdot Z_{0n,(n+1)}}}. \tag{71}$$

A (71) kifejezéssel meghatározott csatolási tényező az egységnyi lezáróellenállásra normált aluláteresztő szűrő kapcsolási elemeinek értékével a következő módon fejezhető ki a (46) és (66) ... (70) összefüggések segítségével:

$$k_{0,1} = \frac{2}{\pi}k' \sqrt{\frac{2C_0}{C_0+C_p}} = \frac{1}{a\sqrt{c_1 l_2}}, \tag{72}$$

$$k_{1,2} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{W_{01}}{\sqrt{Z_{01} \cdot Z_{02}}} = \frac{1}{a\sqrt{l_2 C_3}}, \tag{73}$$

$$k_{2,3} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{W_{02}}{\sqrt{Z_{02} \cdot Z_{03}}} = \frac{1}{a\sqrt{C_3 l_4}}, \tag{74}$$

$$R_l = \frac{ac_1}{\omega_{01}C_0} \cdot \frac{C_0}{C_0+C_p}. \tag{75}$$

Adott követelményeket kielégítő elektromechanikai sávszűrő méretezése mind a (66) ... — ... (70), mind a (72) ... — ... (75) összefüggések segítségével elvégezhető. Az ismertetett módszer alkalmas mind hatvány, mind Csebisev típusú elektromechanikai sávszűrők méreteinek meghatározására. A szűrőszámítási munka jelentős mértékben csökkenthető, mert a méretezéshez szűrőkatalógus is felhasználható.

IRODALOM

1. *Boglár Gy.:* Hatványszűrők méretezése. Híradástechnika, 15. évf., 1964. 2. sz., 33—40. p.
2. *Boglár Gy.:* Keskeny sávú hatványszűrők méretezése. Híradástechnika, 15. évf., 1964. 8. sz., 246—252. p.
3. *Börner, M.:* Berechnung Mechanischer Filter. Elektronische Rundschau, 1961. 1. sz., 11—14. p.
4. *Gémesi, J.:* Piezóelektromos anyagok. MTI Kiadvány, V. 38., Tankönyvkiadó, 1964.
5. *Mason, P. W.:* Piezoelectric Crystals and Their Application to Ultrasonics. D. Van Nostrand Company, Inc. New York, 1950.
6. *Moeller, Ch.:* Piezoelektrische und magnetostriktive Wandler in elektrischen Bauelementen. Nachrichtentechnik, 14. köt., 1964. 11. sz., 407—411. p. és 15. köt., 1965. 3. sz., 88—95. p.
7. *Müller Z.:* Longitudinális rezgésű magnetosztrikciós energiaátalakítók. Híradástechnika, 16. évf., 1965. 9. sz., 257—270. p.
8. *Müller Z.:* Longitudinális kontinuumrezgők helyettesítő kapcsolásai. Agrártudományi Egyetem Közleményei, 1968. Gödöllő, Mezőgazdasági Gépészmérnöki Kar, 289—314. p.
9. *Poschenrieder, W.—Schöffer, F.:* Das elektromechanische Quarzfilter — ein neues Baulement für die Nachrichtentechnik. Frequenz, 17. köt., 1963. 3. sz., 88—95. p.
10. *Schüssler, H.:* Darstellung elektromechanischer keramischer Wandler als Dickenscherschwinger mit piezoelektrischer und piezomagnetischer Anregung. Arch. der Elektr. Übertr., 22. köt., 1968. 8. sz., 399—407. p.
11. *Trzeba, E.:* Grundzüge der Synthese von Hochfrequenzbandfiltern—Mechanische Filter. Nachrichtentechnik, 14. köt., 1964. 2. sz., 59—67. p.

Nemzetközi konferencia a számítógépes tervezésről, Southampton, 1969

International Conference on Computer Aided Design (Nemzetközi konferencia a számítógépes tervezésről) és CADEX (Kiállítás a számítógépes tervezésről) címmel 1969. április 15—18. között megrendezték Angliában az első nagy európai tudományos tanácskozást a számítógépek műszaki alkalmazásáról.

A konferencián 22 országból összesen 754 személy vett részt.

A négynapos konferencia első napját bevezető, plenáris üléseknek szentelték annak érdekében, hogy minél több mérnöknek és vezetőnek segítsék elő az alapvető ismeretek megszerzését. Így előadás hangzott el a számítógépekről, a perifériákról, a programozási nyelvekről, a számítógépes tervezésről, az elektronikai tervezésről, a mechanikai tervezésről.

Dr. E. Eastwood, a hivatalos megnyitó előadásban, az angol számítógép ipar helyezetéről és a műszaki alkalmazásokról adott tájékoztatást. Véleménye szerint az analízis és a gyártási dokumentáció gépesítése lényegében megoldást nyert, az optimalizálás csak most kezd tért hódítani, az automatizált gyártás pedig csak 2000 körül terjed el.

A további három napon keresztül párhuzamos szekciókban folyt a munka. Az előadások a gépészeti, építészeti, elektronikai tervezés egészét tekintették át. Az előadásokhoz csatlakozó négy kerekasztal-megbeszéléssel együtt meggyőzően dokumentálták a számítógépek alkalmazásának térhódítását a tervezés, gyártás és ügyvitel területén.

Az egyes szekciók a következők voltak: grafikus megjelenítés, digitális rendszerek, huzalozás, integrált áramkörök, on-line-rendszerek, integrált tervezési rendszerek, mechanikai tervezés, erősáramú tervezés, szerkezetek tervezése, hálók tervezése, rajzolás, matematikai módszerek, áramkör analízis, programozási rendszerek, folyamatszabályozás.

A kerekasztal megbeszéléseken az áramkör analízis, az eszközök modellezése, az ipari bevezetés és az üzemi tapasztalatok szerepeltek.

A számítógépes tervezés, gyártás és ügyvitel az iparilag fejlett országokban napirendre került. Az ICL például számítógépeinek gyártásánál felhasználja a LIDO (Logic in documents out) programrendszert, mely a logikai struktúrához megtervezi a nyomtatott áramköröket. Az integrált áramkörök számítógépes tervezése és gyártása szintén megvalósult. A programvezérelt szerszámgépek megjelenésével a rajz csak az ember bizalmának fenntartása miatt szükséges!

A CADEX sok új információt szolgáltatott. Különös figyelmet érdemelnek a különböző rajzoló berendezések, a képernyős megjelenítő berendezések, a számítógépek kihelyezett munkahelyei, az adatátviteli összeköttetések. A Racal cég programrendszere, az IBM programrendszere, valamint az ICL által bemutatott film sok segítséget nyújtott a szakmai látókör kialakításához.

A konferencián elsősorban a hálózatszintézis, áramköranalízis és optimalizálás kérdéseit figyeltem, különös tekintettel a toleranciákra, az integrált áramkörökre és az utóbbihoz csatlakozó rajzolási és huzalozási problémákra.

A. H. Boyce (Marconi Co. Ltd) beszámolt a cég 15 éves tevékenységéről a lineáris passzív hálózatok (pl. szűrők, korrektorok) területén.

F. Jensen (Technical University of Denmark) előadásában eljárást mutatott be maximális kihozatalt biztosító áramköri toleranciák meghatározására.

Dr. A. M. MacSwan (Plessey Co. Ltd), *H. M. Davison* (Racal Research Ltd) előadásai elektronikus áramkörök egyenáramú nemlineáris analízisével foglalkoztak.

Dr. T. J. Kobylarz (Stevens Institute of Technology) a NASAP Nonlinear programot ismertette, melynek keretében az állapotegyenleteket betűs formában írják fel.

K. Miles (S. R. D. E) eljárást adott létrahálózatok transzfer függvényének betűs felírására.

Dr. G. W. Zobrist (University of Missouri) hatásgráf módszerrel, betűs formában végzi el a hálózatok érzékenységanalízisét.

Dr. G. J. Herskowitz (Stevens Institute of Technology) és *H. A. Murray—Lasso* (Case Western Reserve University) közös előadása a legrosszabb esetre történő tervezéssel foglalkozik, felhívja a figyelmet arra, hogy a legrosszabb eset nem mindig az áramköri elem maximális eltérésénél lép fel. Ennek következtében a lineáris programozással történő tolerancia kiosztás helytelen eredményre is vezethet.

Dr. W. J. Cullyer, Mrs. S. L. Jones, A. P. Stockton, és *A. R. Guscott* (Ministry of Technology) közös előadása a vékonyréteg áramkörökről, *F. A. Pezé* (Thomson Houston) a nyomtatott áramkörökről, *P. E. Radley* (SLT) az LSI áramkörökről, végeredményben a Lee algoritmus különböző módosításait tárgyalták a huzalozási probléma gyakorlati megoldása érdekében. *D. J. K. Wise* (ICL) ismertette a már említett LIDO programrendszert, mely a digitális berendezések nyomtatott huzalozásának készítését gépesíti.

P. E. Hubble (Rolls Royce Ltd.) rámutatott arra, hogy vállalata új konstrukciós irodát hozott létre a számítógépes rajzolásra, mert a konzervatív szerkesztőket nem lehetett az új eljárásról meggyőzni. A számítógépek bevezetése jelentős előnyöket nyújtott.

R. R. Rackstraw, D. D. Lord (Racal Research Ltd) előadása a Racal programrendszerhez illeszkedő adattárról (data bank), amely a szükséges katalógus adatokat tartalmazná, élénk vitát eredményezett.

Az áramköranalízissel foglalkozó kerekasztal megbeszélés vezetője *Dr. J. I. Skwirzynski* (Marconi Co. Ltd) a betűs felírást, az optimalizálást, a rosszindulatú matrixokat, az érzékenységek és toleranciák számítását, valamint a speciális nyelvek (pl. Circuit Computation Language) kérdését tűzte napirendre.

Az ipari bevezetéssel foglalkozó kerekasztal megbeszélés elnöke, *F. L. West* (APACE) hangsúlyozta a számítógépek alkalmazásának lélektani problémáit a vállalati érdek és az egyéni érdek szempontjából.

A konferencia előadásait 684 oldal terjedelemben CAD Computer Aided Design, IEE Conference Publication No. 51 címmel még a konferencia előtt kézhez kaptuk. A bevezető előadások egy részét a konferencián lehetett megkapni. A CADEX kiállítás katalógus anyagát összegyűjtöttük. Az egész anyag angol nyelvű, megtekinthető a BME Vezetékes Híradástechnika Tanszékén (Bp. XI. Stoczek u. 2. II. em. 212.)

A kitűnően szervezett konferencia és a tanulságos kiállítás komoly segítséget jelentett a résztvevőknek a számítógépes tervezés jelenlegi európai szintjének feltérképezéséhez.

Dr. Géher Károly

Tartalmi összefoglalások

ETO 621.3.019.3:621.316.36.019.3

Bráda F.:

Egyes jellemzők és ezek változásainak jelentősége passzív alkatrészek megbízhatósági adatainak megállapításánál

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 10. sz.

A szerző ismerteti és értékeli irodalmi adatok alapján a különböző vizsgálati módszereket. Közli kristályos szénréteg ellenállásokon végzett saját vizsgálatainak eredményeit.

ETO 621.317.361.033.722

Pápay Zs.:

Digitális frekvenciamérés optimális üzemmódjának és paramétereinek meghatározása

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 10. sz.

Elektronikus számlálóval a frekvencia digitális ekvivalense közvetlen frekvenciamérés vagy periódusidő-mérés üzemmódban határozható meg. A cikkben azt adjuk meg, hogy a hibagörbék alapján hogyan választható meg adott frekvenciájú, amplitúdójú és jel—zaj arányú jel mérésekor a nagyobb pontosságú üzemmód és melyek ennek paraméterei, figyelembe véve a korlátozó faktorokat is (mérési idő, túlcsordulás nélküli mérés stb.). Az eredmények az univerzális számlálók tervezéséhez is alapinformációt szolgáltatnak.

ETO 621.377.22:621.397.132

Vozák L.:

Ultrahangos késleltető művonal

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 10. sz.

A cikk ismerteti a televíziótechnika területén jelenleg elterjedt kétféle művonalat, az egyenes és a reflexiós akusztikai terjedésű művonalat. Tárgyalja a művonallal szemben támasztott követelményeket, mind a PAL, mind a SECAM rendszer esetén. Ismerteti az anyagválasztás és az elektroakusztikai átalakító problematikáját. A dolgozat az elektromos paraméterek mérési elveit is közli.

ETO 654.1.027:621.395.122

Rét A.-né:

A kiszolgálási idő eloszlásának hatása telefonközpontok vezérlő áramkörének méretezésére

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 10. sz.

Telefonközpontok különböző tartásidejű feladatokat végző közös vezérlő áramkörének méretezését a szerző visszavezeti az állandó tartásidejű kiszolgáló szerv méretezése esetén használatos módszerre. A különféle tartásidőknek kapcsolásszámokkal súlyozott átlagát „állandó" tartásidőként fogja fel. A cikkben közölt diagramból kétféle tartásidejű kapcsolások esetén egyszerűen megkapható a közelítés hibája, illetve a kapcsolások előfordulási valószínűségeinek megengedett tartománya a tartásidőarány és a hiba függvényében.

Обобщения

ДК 621.3.019.3:621.316.36.019.3

Ф. Брада:

Значение отдельных показателей и их изменений в определении данных надежности пассивных деталей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 10.

Автор описывает и оценивает различные методы испытания на основе литературы. Дает результаты собственных испытаний на углеродистых резисторах.

ДК 621.317.361.033.722

Ж. Папаи:

Определение оптимального режима и параметров цифрового измерения частоты

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 10.

Цифровый эквивалент частоты может быть определен электронным счетчиком в режиме непосредственного измерения частоты или же измерения времени периода. Статья дает метод выбора режима высшей точности при измерении сигнала данной частоты амплитуда и отношения сигнал шум по кривым ошибок, какие его параметры, учитывая ограничающие условия (время измерения, измерение без чрезмерного указания, и т. д). Результаты являются основными информациями тоже для проектирования универсальных счетчиков.

ДК 621.377.22:621.397.132

Л. Возак:

Ультразвуковая линия задержки

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 10.

Излагаются два вида ультразвуковых линий задержки применяемые в технике телевидения: с непосредственным и отражательным акустическим распространением. Описаны требования линий задержки для систем СЕКАМ и ПАЛ. Анализированы проблемы выбора материала и электроакустического преобразователя. Даны принципы измерения электрических параметров.

ДК 654.1.027:621.395.122

А. Рет:

Влияние распределения времени обслуживания на проектирование управляющих цепей

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 10.

Автор сводит проектирование общей управляющей цепи телефонных станций, исполняющей задачи с различными временами задерживаня к методу применяемому в случае проектирования обслуживающего блока с постоянным временем задерживания. Со средней величной времени задерживания, взвешенной по числам построенных соединений, автор считает как „постоянным" временем. Из графиков статьи просто получить приближения в случае соединений с двояким временем задерживанием, а также допустимую область вероятностей пваихождения соединений в зависимости ом омношения времен задержки и ошибки.

ETO 534.28:537.228.1:621.372.543.2

Müller Z.:

Pizoelektromos átalakító alkalmazása mechanikai sávszűrőkben

HÍRADÁSTECHNIKA XX. (1969) 10. sz.

A munka első része a mechanikai sávszűrőlánchoz csatlakozó piezoelektromos átalakító működésével, átviteli tulajdonságaival és helyettesítő kapcsolásaival foglalkozik. Ezután a mechanikai sávszűrő egyes elemeinek, majd az egész elektromechanikai sávszűrő koncentráltelemes közelítő helyettesítő kapcsolását tárgyalja. Végül a $\frac{\lambda}{2}$ hullámhosszúságú rezonátorokból és a $\frac{\lambda}{4}$ hosszúságú csatolótagokból álló, nyúlásrezgésű elektromechanikai sávszűrők méretezésére számítási összefüggéseket ismertet. Az összefüggések szűrőszámítási táblázatok használatát is lehetővé teszik, ezáltal a számítási munka jelentős mértékben egyszerűsíthető.

ДК 534.28:537.228.1:621.372.543.2

З. Мюллер:

Применение пьезоэлектрических преобразователей в механических полосовых фильтрах

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XX. (1969) № 10.

Первая часть статьи излагает работу, свойства передачи и эквивалентные схемы пьезоэлектрического преобразователя присоединяющегося к цепи механических фильтров. Потом анализируются приблизительные эквивалентные схемы отдельных элементов механического полосового фильтра, а также целого блока механического фильтра, содержащего сосредоточенные элементы.
Наконец излагаются формулы для расчёта электромеханических полосовых фильтров с колебанием растяжения, содержащих резонаторы $\frac{\lambda}{2}$ и элементы связи $\frac{\lambda}{4}$. Формулы дают возможность применения таблиц расчёта фильтров, таким образом работа расчёта упрощается.

Zusammenfassungen

DK 621.3.019.3:621.316.36.019.3

F. Bráda:

Einzelne Kennwerte und die Bedeutung derer Änderung bei der Bestimmung der Zuverlässigkeitsangaben von passiven Bauelementen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 10.

Es werden die verschiedenen Prüfmethoden auf Grund literarischer Angaben erörtert und bewertet, und ferner die eigenen Prüfergebnisse auf Kristallkohlen-Schichtwiderständen beschrieben.

DK 621.317.361.033.722

Zs. Pápay:

Bestimmung der optimalen Betriebsart und Parameter der digitalen Frequenzmessung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 10.

Der digitale Acquivalent der Frequenz kann mit einem elektronischen Zähler entweder in der Betriebsart von unmittelbaren Frequenzmessung oder von Messung der Periodenzeit bestimmt werden. Die Betriebsart von höherer Genauigkeit kann auf Grund von Fehlerkurven bei Messung eines Signals von gegebener Frequenz, Amplitude und Signal/Geräuschverhältnis gewählt werden. Es werden auch die Begrenzungsfaktoren (Messzeit, Messung ohne Überlastung usw.) in Betracht genommen. Die Ergebnisse liefern Grundinformationen auch für den Entwurf von Universalzählern.

DK 621.377.22:621.397.132

L. Vozák:

Ultraschall-Verzögerungsleitung

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 10.

In dem Artikel werden die in der Fernsehtechnik derzeitig verbreiteten zwei Verzögerungsleitungen erörtert: die mit direkter und die mit reflektierter akustischer Ausbreitung. Die gegenüber der Verzögerungsleitung gestellten Anforderungen werden im Falle von PAL- und SECAM-System diskutiert. Ferner werden die Materialwahl und die Problematik der elektroakustischen Umwandler, dargestellt. Zuletzt werden die Messprinzipien der elektrischen Parameter beschrieben.

DK 654.1.027:621.395.122

Frau A. Rét:

Einfluss der Verteilung der Bedienungszeit auf die Bemessung des Steuerungskreises von Fernsprechzentralen

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 10.

Die Bemessung des gemeinsamen Steuerungsstromkreises, der die Aufgaben von Fernsprechzentralen mit verschiedener Belegungsdauer vollendet, werden durch den Verfasser auf die bei der Bemessung von Bedienungsorganen mit konstanter Belegungsdauer angewendeten Methoden zurückgeführt. Der durch Schaltzahlen von verschiedener Belegungsdauer gewogener Durchschnitt wird als „konstante" Belegungsdauer aufgefasst. Von dem Diagramm im Artikel kann man einfach den Fehler der Annäherung im Falle von Schaltungen von zweierlei Belegungsdauer erhalten, bzw. das zulässige Bereich der Wahrscheinlichkeit des Vorkommens der Schaltungen in der Funktion des Belegungsdauerverhältnisses und des Fehlers.

Summaries

UDC 621.3.019.3:621.316.36.019.3

F. Bráda:

Importance of Some Characteristies and Their Change when Determining the Reliability Data of Passive Components

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

The author presents and evaluates different test methods on the basis of literary data. His own test results made on non-wirewound crystallized carbon film resistors are described.

UDC 621.317.361.033.722

Zs. Pápay:

Determination of the Optimum Service and Parameters of the Digital Frequency Measurement

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

The digital equivalent of the frequency can be determined by an electrical counter either in a service of direct frequency measurement or of the time of cycle. In the paper the method of the choice of the service of higher accuracy is given on the basis of error curves when measuring a signal of given frequency amplitude and signal/noise ratio. The limiting factors (time of measurement, measurement without overflow, etc.) are also taken into account. The results deliver basic information also for the design of universal counters.

UDC 621.377.22:621.397.132

L. Vozák:

Ultrasonic Delay Line

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

Two kinds of delay lines utilized at present in the field of television engineering are presented: the one with direct and the one with reflected acoustic propagation. The requirements concerning both delay lines of the PAL and SECAM systems are discussed. The problems of the choice of materials and the electroacoustic transducers are discussed. The principles of measurement of the electrical parameters are presented, too.

UDC 654.1.027:621.395.122

Mrs. A. Rét:

Influence of the Distribution of Service Time on the Design of the Control Device of Telephone Exchanges

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

The common control device of a telephone exchange works on tasks with different holding times. The design of the control device is based on the method used in the calculation of devices with constant holding times. The "constant" holding time is the mean value of the different holding times, weighted by the numbers of the switching operations. The diagram shown in the paper gives a simple way to find the approximation error the permitted interval of the frequency of different switching operations versus the error and the ratio of the holding times. The above description refers to two switching operations having different holding times.

DK 534.28:537.228.1:621.372.543.2

Z. Müller:

Anwendung der piezoelektrischen Umwandler in mechanischen Bandfiltern

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) Nr 10.

Der erste Teil des Aufsatzes beschäftigt sich mit der Funktion des piezoelektrischen Umwandlers der sich an eine mechanische Banfilterkette anschliesst, ferner mit deren Übertragungseigenschaften und Ersatzschaltungen. Es werden die Schaltungen einzelner Elemente des mechanischen Bandfilters und die angenährte Ersatzschaltungen mit konzentrierten Elementen des ganzen elektromechanischen Bandfilters diskutiert. Zuletzt werden Berechnungsformeln zur Bemessung von elektromechanischen Bandfiltern mit Dehnungsschwingung die aus Resonatoren von $\frac{\lambda}{2}$ Länge und Koppelgliedern von $\frac{\lambda}{4}$ Länge bestehen, erörtert. Die Formeln machen die Benutzung von Filtertabellen auch möglich, wodurch die Berechnungsarbeit bedeutungsvoll vereinfacht werden kann.

UDC 534.28:537.228.1:621.372.543.2

Z. Müller:

Application of Piezo-Electric Transducers in Mechanical Band-Pass Filters

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

The first part of the paper deals with the function, transmission properties and equivalent circuits of a piezo-electric transducer connected to a mechanical band-pass filter chain. Further separate elements of the mechanical band-pass filter and the approximate equivalent circuit with concentrated elements of the complete electromechanical band-pass filter is discussed. Finally formulae are presented for the design of electromechanical band-pass filters comprising resonators of $\frac{\lambda}{2}$ length and coupling sections of $\frac{\lambda}{4}$ length of elongational vibration mode. The formulae enable the use of filter design tables by means of which the work of computing may be considerably simplified.

Résumés

CDU 621.3.019.3:621.316.36.019.3

F. Bráda:

Importance de quelques paramétres et leur changement en déterminant les données de fiabilité des composants passifs

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

L'auteur expose et analyse, basé sur la litérature, les différentes méthodes d'essai. Les resultats des essais propres sur résistances à couche de carbone sont donnés.

CDU 621.317.361.033.722

Z. Pápay:

Détermination du service et des paramètres optimaux de la mesure digitale de fréquence

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

L'équivalent digital de la fréquence peut être déterminé par un compteur électronique dans un service de la mesure directe de la fréquence ou bien de la mesure du temps du cycle. L'article donne une méthode pour déterminer le service plus précis en mesurant un signal dont la fréquence, l'amplitude et le rapport signal/bruit sont donnés, quels sont les paramètres du service, considérant aussi les facteurs limitants (temps de mesure, mesure sans dépassement etc.). Les résultats peuvent être utilisés pour le projet des compteurs universels.

CDU 621.377.22:621.397.132

L. Vozák:

Ligne à retard supersonique

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

L'article descrit les deux types de ligne à retard utilisés à présent: à propagation directe et réflechie. Les exigences des lignes à retard, soit pour le système PAL, soit pour le système SECAM, sont données. Les problèmes de la choix de matière et du transducteur électroacoustique sont examinés. Les principes de la mesure des paramètres électriques sont aussi donnés.

CDU 654.1.027:621.395.122

Mme A. Rét:

L'influence de la distribution du temps d'exploitation sur le projet du circuit de commande des centraux télephoniques

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

L'auteur ramène le projet du circuit de commande commun pour accomplir des tâches de differents temps de maintien des centraux téléphoniques à la méthode appliquée pour le dispositif de temps de maintien constant. La valeur moyenne ponderée par chiffres de connexion différents est conçue comme le temps de maintien «constant». Utilisant le diagramme dans l'article on peut obtenir simplement l'erreur de l'approximation en cas des circuits pour deux temps de maintien, ainsi que le domaine admissible des probabilités de la réalisation de la connexion en fonction du coefficient de maintien et d'erreur.

CDU 534.28:537.228.1:621.372.543.2

Z. Müller:

Application des transducteurs piézoélectriques dans filtres passe-bande

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XX. (1969) N° 10.

La première partie de l'article traite la fonction, propriétés de transmission et circuits équivalents du transducteur piézoélectrique connecté à la chaine des filtres passe-bande mécanique. Ensuite les circuits equivalents approximatifs — comprenant des composants concentrés — des éléments individuels du filtre complet sont donnés. Enfin quelques formules pour le projet des filtres passe-bande éléctromécaniques à vibrations de dilatation comprenant des résonateurs $\frac{\lambda}{2}$ et sections de couplage $\frac{\lambda}{4}$, sont exposées. Les rélations donnent la possibilité d'utilisation des tableaux pour le calcul des filtres, diminuant considérablement le travail du projet.

MAGYAR KÁBEL MŰVEK

VEZÉRIGAZGATÓSÁGA

Budapest, XI., Budafoki út 60 • Telefon: 453-590

GYÁRTMÁNYOK:

Jelző-, mérő-, működtetőkábelek

Erősáramú szigetelt vezetékek

Erősáramú kábelek 1—35 kV-ig

Alumínium és acél-alumínium szabadvezetékek

Tekercselőhuzalok

Switch-kábelek

Gumitömlő vezetékek

Híradástechnikai vezetékek

Távkábelek

Hírközlő kábelek

Hajókábelek

Zománchuzalok

Zárt-acélkötelek

Lapunk példányonként megvásárolható:

V., Váci utca 10 és

V., Bajcsy-Zsilinszky út 76

alatti Hírlapboltokban.